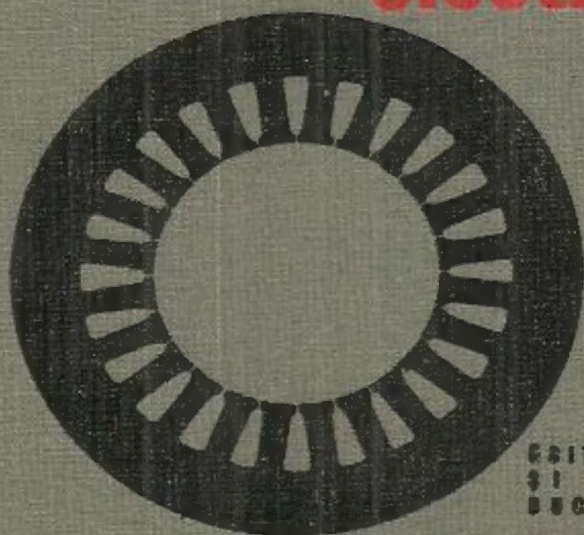


CONSTANTIN V. BĂLA

# Proiectarea mașinilor electrice



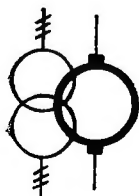
EDITURA DIDACTICĂ  
ȘI PEDAGOGICĂ  
BUCUREȘTI - 1987

MINISTERUL ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

CONSTANTIN V. BĂLĂ

# Proiectarea mașinilor electrice

ÎNDRUMAR



EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ  
BUCUREȘTI - 1967



*Referenți științifici:*

1. Prof. dr. ing. *AL. FRANSUA*
2. Prof. dr. ing. *T. DORDEA*



## PREFAȚĂ

*Tratatele de mașini electrice sînt lucrări prea ample pentru a fi utilizate cu ușurință de către studenți în intervalul de timp pe care-l au la dispoziție pentru elaborarea proiectelor de an. Temele proiectelor de an se referă de obicei la mașini de puteri mici și mijlocii cuprinse între 1 kW și 500 kW, avînd tensiunea nominală 60—1 000 V și turația nominală 500—3 000 rot/min; proiectele de an ale transformatoarelor se referă de asemenea la transformatoare de puteri mici și mijlocii de la 100 kVA la 1 600 kVA, la tensiuni nominale cuprinse între 220 V și 35 kV și frecvența  $f = 50$  Hz.*

*Cartea de față, adresîndu-se studenților, este concepută pentru a fi în primul rînd un îndrumar în proiectarea mașinilor și transformatoarelor electrice la proiectele de an. Problemele și metodele prezentate se pot aplica și în practică, la proiectarea mașinilor și transformatoarelor electrice, avînd caracteristicile menționate; relațiile generale de calcul sînt valabile și pentru micromașini, și respectiv pentru mașini de puteri mari și foarte mari, însă metodele de proiectare aplicate la aceste mașini sînt în general mai complexe, deoarece trebuie să se țină seama de condițiile tehnice și posibilitățile de realizare specifice acestora.*

*Lucrarea de față prezintă interes și în proiectarea unor mașini ce urmează a fi fabricate în serie, caz în care se folosește metoda proiectării unui singur element al seriei. În sfîrșit, relațiile prezentate pentru proiectarea acestor mașini sînt generale și de bază pentru proiectarea mașinilor funcționînd în condiții speciale sau de puteri limită.*

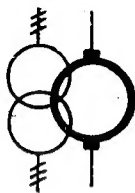
*Lucrarea a fost concepută într-o formă prin care se asigură o independență în expunerea metodei de proiectare a fiecărei mașini; în acest scop, părțile generale și comune ale proiectării mașinilor electrice, și anume: calculul circuitului magnetic, cîmpurile de scăpări, pierderile, forțele electromagnetice și forțele electrodinamice de scurtcircuit, ventilația și încălzirea mașinilor — au fost prezentate separat. Problemele specifice fiecărui tip de mașini, cum sînt: alegerea înfășurărilor, comutația și polii de comutație la mașina de curent continuu, reacția indusului la mașina de curent continuu, respectiv la mașina sincronă, curentul la funcționarea în gol al transformatorului și al mașinii asincrone etc. sînt prezentate în capitolele în care se tratează proiectarea mașinii respective.*



*Valorile numerice ale diferitelor solicitări indicate în lucrare au un caracter ilustrativ și orientativ.*

*În volumul restrîns avut la dispoziție, nu s-au introdus expresii detaliate pentru calculul volumelor și maselor diferitelor părți ale mașinii; acestea se pot stabili cu ușurință de către studenți. De asemenea, pentru calculul mecanic s-au prezentat numai expresiile de calcul ale forțelor electromagnetice și ale forțelor electrodinamice de scurtcircuit; prin însumarea forțelor electromagnetice, respectiv a celor electrodinamice cu forțele mecanice, se obțin forțele rezultante care stau la baza dimensionării unor elemente (cum sînt axul, piesele și bandajele de consolidare, lagărele etc.), sau la verificarea lor la solicitările mecanice, după relațiile stabilite în cadrul cursurilor anterioare de „materiale electrotehnice“, „rezistența materialelor“ și „mecanică“.*

*Expresiile de calcul și legile aplicate au fost scrise în sistemul de unități MKSA raționalizat.*



## CUPRINSUL

*Prefață*

### 1. INTRODUCERE

1.1. Obiectul proiectării mașinilor electrice.....	7
1.2. Dimensiunile geometrice și dimensiunile ideale ale mașinilor electrice.....	8
1.3. Elemente generale de proiectare a mașinilor și transformatoarelor electrice..	15
1.3.1. Caracteristica magnetică la funcționarea în gol.....	15
1.3.2. Cîmpurile și inductivitățile de scăpări.....	24
1.3.3. Pierderile în mașinile și transformatoarele electrice.....	36
1.3.4. Forțele electromagnetice și forțele electrodinamice de scurtcircuit în mașinile și transformatoarele electrice.....	53
1.3.5. Încălzirea mașinilor și a transformatoarelor electrice.....	64
1.3.6. Răcirea și ventilația mașinilor electrice.....	78

### 2. PROIECTAREA MAȘINII DE CURENT CONTINUU CU COLECTOR

2.1. Construcția mașinii de curent continuu cu colector.....	83
2.2. Determinarea puterii electromagnetice și a tensiunii electromotoare.....	86
2.3. Calculul dimensiunilor principale și determinarea numărului de poli.....	89
2.4. Solicitățile electrice și magnetice în mașina de curent continuu .....	96
• 2.5. Calculul înfășurării indusului mașinii de curent continuu.....	97
2.6. Lărgimea întrefierului. Dimensiunile geometrice ale mașinii .....	106
2.7. Caracteristica magnetică în gol; determinarea caracteristicii magnetice în sarcină .....	108
• 2.8. Calculul înfășurărilor de excitație.....	111
2.9. Calculul t.e.m. de comutație.....	114
• 2.10. Dimensionarea polilor de comutație; caracteristica magnetică și înfășurarea polilor de comutație .....	117
2.11. Dimensionarea periiilor și colectorului. Încălzirea colectorului.....	121
2.12. Caracteristicile de funcționare ale mașinii de curent continuu.....	122
2.13. Pierderile și curba randamentului la mașina de curent continuu.....	124
2.14. Indicații privind tipul de ventilație (utilizat la mașina de curent continuu), calculul solicitărilor termice și calculul mecanic.....	125

### 3. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI

3.1. Construcția transformatorului .....	126
3.2. Calculul dimensiunilor principale .....	129
3.3. Solicitățile electrice și magnetice în transformator.....	138
• 3.4. Construcția și calculul înfășurărilor; coordonarea izolației transformatorului	138
3.5. Calculul pierderilor și curba randamentului.....	145
3.6. Curentul la funcționarea în gol a transformatorului.....	148

3.7. Tensiunea de scurtcircuit și caracteristicile de funcționare; calculul curentului de scurtcircuit brusc.....	149
3.8. Indicații privind calculul mecanic al transformatorului.....	150
3.9. Încălzirea și răcirea transformatorului; dimensionarea cuvei și a dispozitivelor de răcire .....	151

#### 4. PROIECTAREA MAȘINII ASINCRONE DE INDUCȚIE

4.1. Construcția mașinii asincrone de inducție.....	158
4.2. Calculul dimensiunilor principale.....	161
4.3. Solicitățile magnetice și electrice în mașina asincronă.....	168
4.4. Lărgimea întrefierului .....	170
4.5. Calculul înfășurărilor .....	171
4.6. Jugul statorului și jugul rotorului.....	179
4.7. Curentul de magnetizare al motorului asincron.....	180
4.8. Parametrii circuitelor mașinii asincrone.....	181
4.9. Pierderile și randamentul motorului asincron.....	182
4.10. Calculul caracteristicilor de pornire și funcționare ale mașinii asincrone cu parametrii constanți.....	183
4.11. Calculul motorului cu colivie cu bare înalte.....	188
4.12. Calculul motorului cu colivie dublă.....	190
4.13. Indicații privind calculul încălzirii motorului asincron.....	193
4.14. Indicații privind calculul mecanic. ....	193

#### 5. PROIECTAREA MAȘINII SINCRONE

5.1. Construcția mașinii sincrone .....	196
5.2. Calculul dimensiunilor principale.....	197
5.3. Solicitățile electrice și magnetice în mașina sincronă.....	203
5.4. Calculul înfășurării indusului .....	206
5.5. Lărgimea întrefierului; dimensiunile principale ale indusului și inductorului .....	208
5.6. Caracteristicile magnetice ale mașinii sincrone.....	212
5.7. Calculul înfășurării de excitație; dimensionarea perilor și inelelor de contact .....	218
5.8. Calculul coliviei motoarelor sincrone cu pornirea în asincron .....	219
5.9. Indicații privind calculul pierderilor și randamentului.....	221
5.10. Parametrii și constantele de timp ale circuitelor mașinii sincrone.....	222
5.11. Calculul caracteristicilor de funcționare.....	226
5.12. Ventilația și răcirea mașinilor sincrone de puteri mari.....	228
5.13. Indicații privind calculul mecanic la mașina sincronă .....	231

<i>Bibliografie</i> .....	233
---------------------------	-----

<i>Anexe</i> .....	235
--------------------	-----



## 1. INTRODUCERE

### 1.1. OBIECTUL PROIECTĂRII MAȘINILOR ELECTRICE

Datele nominale ale unei mașini electrice, și anume puterea nominală, tensiunea, turația etc. se stabilesc în funcție de condițiile de funcționare și se determină la proiectarea întregului sistem (de exemplu, la proiectarea unei centrale electrice, a unui laminor, a unui vehicul cu tracțiune electrică, a unei nave, a unei stații electrice de transformare etc.); pentru majoritatea mașinilor și transformatoarelor electrice puterea nominală, tensiunea, frecvența, numărul de faze etc. sînt standardizate; la mașinile electrice mai este standardizată sau indicată și turația nominală sau turația sincronă.

Dimensiunile mașinii, respectiv ale transformatorului, se determină în funcție de datele nominale, de condițiile și regimul nominal de funcționare (continuu, intermitent sau de scurtă durată, v. STAS 1893—65), de posibilitățile tehnice de execuție, de tipul de protecție (definit de STAS 625-63).

Proiectarea unei mașini sau a unui transformator electric cuprinde :

I — dimensionarea tehnică-economică optimă a miezului feromagnetic, a înfășurărilor, a părții mecanice și a elementelor specifice (comutatorul de prize la transformator, inelele și periile la mașinile sincrone și asincrone cu inele, colectorul și periile la mașina de curent continuu cu colector, placa de borne etc.);

II — determinarea parametrilor circuitelor (rezistențele, reactanțele utile și de scăpări, constantele de timp);

III — calculul caracteristicilor de funcționare, și anume :

a. caracteristica magnetică în gol, curentul de excitație la mașinile de curent continuu și sincrone, respectiv curentul în gol la mașinile asincrone și la transformatoare;

b. caracteristicile la funcționarea în gol, în sarcină, caracteristicile externe și de reglaj la generatoare;

c. caracteristicile mecanice și de reglaj la motoare;

d. caracteristicile externe la transformatoare;

IV — calculul pierderilor și curba randamentului în funcție de puterea utilă;

V — dimensionarea axului, lagărelor, carcasei la mașini și a cuvei la transformator;

VI — dimensionarea mecanică a pieselor de îmbinare și fixare ale elementelor circuitului magnetic și ale înfășurărilor (bandajele de consolidare a înfășurărilor, distanțoarele izolante, dispozitivele de stringere a pachetelor de

tole, buloanele de fixare a polilor mașinilor cu polii ieșiți și a tiranților de stringerea jugurilor la transformator ș.a.);

VII — calculul ventilației și răcirii;

VIII — determinarea sollicitărilor termice medii și maxime ale înfășurărilor și miezului feromagnetic.

Deoarece la mașinile de puteri mici și mijlocii datele nominale și condițiile tehnice nu determină în mod univoc soluția (la mașinile mari intervin condiții restrictive importante: viteza periferică limitată, momentul de inerție dat etc., care restring numărul de soluții), se proiectează mai multe variante care au aceleași date nominale, dar diferă în general prin geometria lor; apoi, printr-un studiu tehnic-economic și printr-un calcul al prețului de cost se precizează soluția optimă realizabilă tehnic, cu preț de cost minim și avantajoasă în funcționare. În cazul transformatoarelor, relațiile de calcul sînt mai simple și se poate pune de la început condiția prețului de cost minim, rezultînd astfel direct soluția optimă din punct de vedere tehnic-economic.

## 1.2. DIMENSIUNILE GEOMETRICE ȘI DIMENSIUNILE IDEALE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

În proiectarea mașinilor electrice se determină dimensiunile geometrice, care sînt de bază la execuția mașinii; principalele dimensiuni geometrice sînt: diametrele armăturilor, lungimea axială a miezului feromagnetic, lungimile pachetelor de tole, înălțimea și lățimea polului, dimensiunile creșturilor și ale bobinelor.

În întrefierul mașinilor electrice, cîmpul magnetic nu este constant, respectiv sinusoidal în spațiu, de-a lungul pasului polar, deoarece lărgimea întrefierului și lungimea liniei de cîmp în miezul feromagnetic variază; la mașinile cu cîmp alternativ sau cu cîmp învîrtitor înfășurările de curent alternativ nu sînt repartizate sinusoidal, solenațiile prezintă armonici, iar curba cîmpului magnetic în întrefier este deformată. Lărgimea întrefierului variază datorită prezenței creșturilor, a canalelor de ventilație radiale și datorită lungimii finite a mașinii. Lungimea liniilor de cîmp variază datorită curbării miezului feromagnetic, sau datorită grosimii finite a acestuia.

De aceea în teoria și proiectarea mașinilor electrice se definesc dimensiuni ideale, de calcul, ale unor mașini electrice echivalente în care cîmpul magnetic este presupus uniform. Aceste dimensiuni ideale diferă în general de cele geometrice; expresiile lor de calcul sînt însă funcții de dimensiunile geometrice.

a. *Diametrul mașinii* se notează cu  $D$  și este diametrul (măsurat de partea întrefierului) indusului generatoarelor sau al armăturii care poartă înfășurarea conectată la rețeaua de alimentare prin care are loc principalul schimb de putere electrică al mașinii cu exteriorul. La *mașinile de curent continuu*, diametrul mașinii este *diametrul exterior al rotorului* (fig. 1.1, a); la *mașinile*



*sincrone de construcție normală* (cu inductorul în rotor), diametrul mașinii este *diametrul interior al statorului* (fig. 1.1, b); la *mașina asincronă* cu înfășurarea primară în stator, diametrul mașinii este *diametrul interior al stato-*

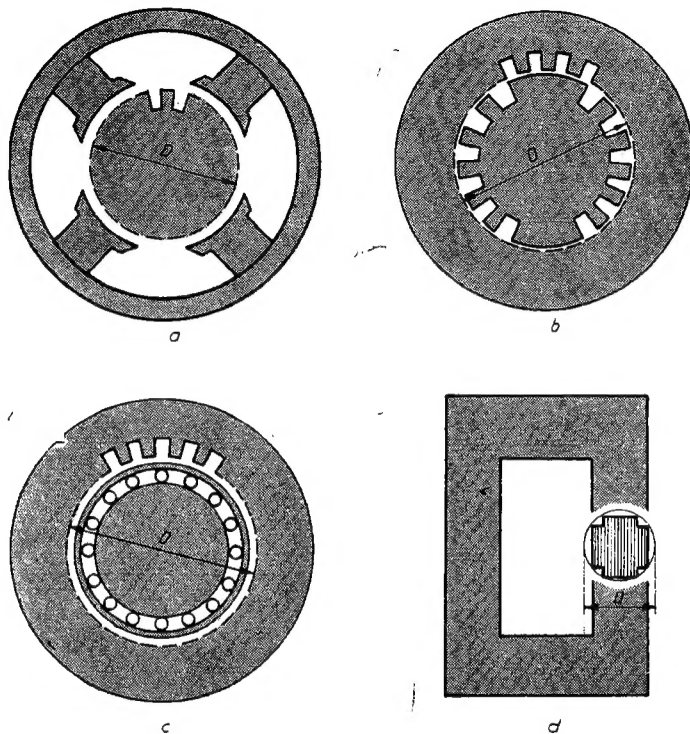


Fig. 1.1. Explicativă pentru diametrul  $D$ .

rului (fig. 1.1, c). La transformator,  $D$  este *diametrul cercului circumscris coloanei* (fig. 1.1, d).

Pasul polar al mașinii este prin definiție lungimea arcului de cerc de diametru  $D$ , corespunzător unui pol și se determină astfel:  $\tau = \frac{\pi D}{2p}$ ,  $2p$  fiind numărul de poli ai mașinii.

b. *Lungimea ideală a mașinii* se notează cu  $l_i$  și este lungimea axială a miezului feromagnetic al unei mașini echivalente, care ar avea cîmpul magnetic în întrefier constant și egal cu valoarea maximă a cîmpului din întrefierul mașinii reale  $B_{\delta \max}$  și fluxul magnetic util pe unitatea de lungime a arcului polar egal cu fluxul magnetic util din mașina reală :

$$l_i B_{\delta \max} = \int_{-(a'_m + l_p/2)}^{(l_p/2 + a'_m)} B_{\delta z} dz; \quad (1)$$

$l_p$  este lungimea geometrică a unei armături (fig. 1.2), iar  $a'_m$  — o distanță de calcul măsurată de la armătură considerată și de-a lungul căreia cîmpul magnetic  $B_{\delta z}$ , în zona frontală, este diferit de zero.

Cîmpul magnetic  $B_{\delta z}$  variază în întrefier de-a lungul mașinii, datorită efectului marginal și datorită prezenței canalelor radiale de răcire.

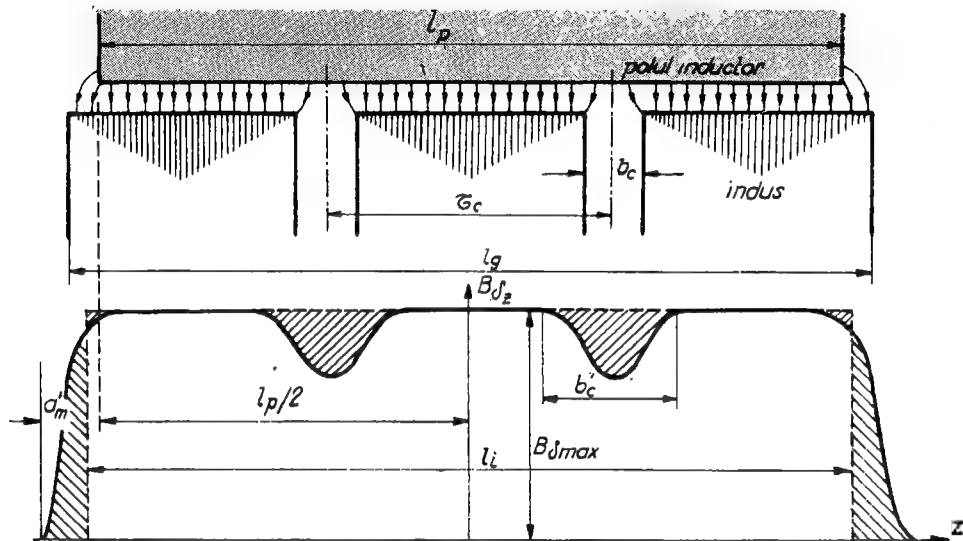


Fig. 1.2. Secțiune longitudinală prin miezul feromagnetic al unei mașini în zona întrefierului (sus) și curba cîmpului magnetic din întrefier (jos).

*Efectul marginal frontal* se referă la fluxul magnetic din partea frontală a mașinii. Fie  $a_m$  lungimea ideală din zona frontală în care inducția magnetică ar avea valoarea  $B_{\delta max}$  și definită prin egalitatea fluxurilor (pe unitatea de lungime a arcului polar) :

$$a_m B_{\delta max} = \int_0^{a'_m} B_{\delta z} dz. \quad (2)$$

— Se consideră o mașină la care lungimea inductorului este egală cu lungimea indusului și avînd suprafețele frontale ale armăturilor în același plan (fig. 1.3); prin aplicarea legii fluxului magnetic pentru suprafața închisă  $\Sigma$  (delimitată de conturul liniilor de cîmp, liniile echipotențiale după axa  $Oz$  și de piesa polară, avînd lungimea arcului polar egală cu unitatea) [1], rezultă :

$$\int_0^{a'_m} B_{\delta z} dz = \int_0^h B_{\delta y} dy;$$

înlocuind în relația (2), se obține :

$$a_m = \frac{1}{B_{\delta max}} \int_0^h B_{\delta y} dy. \quad (3)$$

Din legea circuitului magnetic aplicată conturului  $\Gamma$  (format din arce de cerc și segmente de dreaptă) din figura 1.3 (liniile  $ab$  și  $cd$  fiind presupuse echipotenziale), rezultă :

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{r} = 0; \text{ de unde } H_{\delta} \delta = H_{\delta y} (\delta + \pi y), \text{ sau } H_{\delta y} = \frac{\delta}{\delta + \pi y} H_{\delta},$$

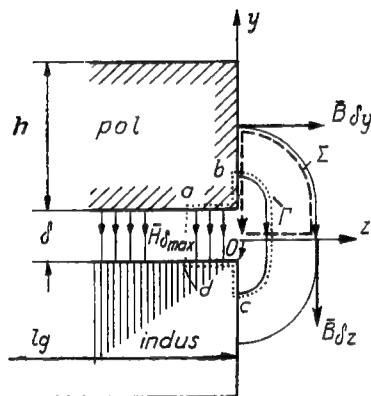


Fig. 1.3. Explicativă pentru calculul efectului marginal frontal, la mașina având suprafețele frontale ale armăturilor în același plan.

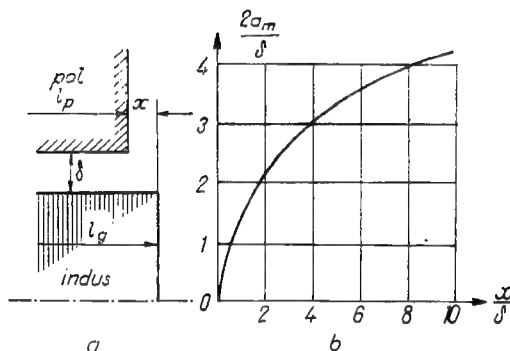


Fig. 1.4, a Explicativă pentru calculul efectului marginal frontal la mașina cu suprafețele frontale ale armăturilor denivelate : b. efectul marginal frontal în funcție de depășirea axială a indusului față de inductor raportată la lărgimea întrefierului.

iar cîmpul magnetic frontal la distanța  $y$ , este :

$$B_{\delta y} = \mu_0 \frac{\delta}{\delta + \pi y} H_{\delta \max}, \text{ sau } B_{\delta y} = \frac{\delta}{\delta + \pi y} B_{\delta \max}. \quad (4)$$

Înlocuind pe  $B_{\delta y}$  în relația (3), se obține prin integrare :

$$a_m = \frac{\delta}{\pi} \ln \frac{\delta + \pi h}{\delta}. \quad (5)$$

— La mașina care are lungimea inductorului diferită de lungimea indusului (fig. 1.4, a), efectul marginal  $a_m$  se determină în funcție de lărgimea întrefierului și denivelarea axială  $x$  a suprafețelor frontale, după curba din figura 1.4, b, în care s-a reprezentat dublul efectului marginal  $2a_m$  raportat la lărgimea întrefierului în funcție de raportul  $\frac{x}{\delta}$ .

*Influența canalelor radiale de răcire.* Se consideră secțiunea parțială longitudinală prin mașină, în care se cuprinde un pachet de tole cu pasul (distanța dintre axele canalelor succesive)  $\tau_c$  (v. fig. 1.5 și 1.2) și lărgimea canalului de răcire  $b_c$ . Din curba cîmpului magnetic rezultă că fluxul magnetic pe unitatea de lungime a arcului polar scade în zona canalului de răcire —

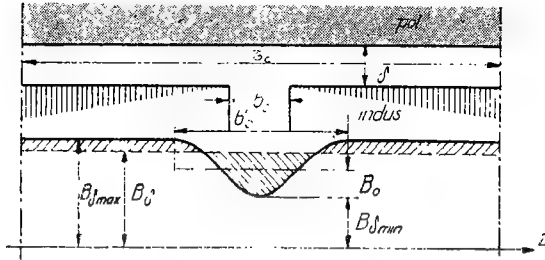


Fig. 1.5. Cîmpul magnetic în canalele radiale de răcire.

datorită creșterii întrefierului—, de la valoarea  $\tau_c B_{\delta \max}$  la valoarea  $\frac{\tau_c B_{\delta \max}}{k_C}$ , în care  $k_C \geq 1$  și este denumit factorul Carter.

Fie  $B_{\delta}$  inducția magnetică medie care s-ar produce în întrefier la mașina echivalentă fără canale radiale de răcire și avînd pe unitatea de lungime a arcului polar și pasul  $\tau_c$  fluxul magnetic

$$\frac{\tau_c B_{\delta \max}}{k_C} = \tau_c B_{\delta \max} - b'_c B_0 \quad (6)$$

egal cu fluxul real; prin urmare,

$$\tau_c B_{\delta \max} - b'_c B_0 = \tau_c B_{\delta} \quad (7)$$

[s-a aproximat scăderea fluxului din întrefier proporțională cu suprafața hașurată cuprinsă între curbele  $B_{\delta \max}$  și  $B_{\delta}$  (fig. 1.5) — prin  $B_0 b'_c$ , în care  $B_0$  este amplitudinea oscilației cîmpului din întrefier]. Din relația (6) rezultă:

$$k_C = \frac{\tau_c}{\tau_c - \frac{B_0}{B_{\delta \max}} b'_c} \quad (8)$$

Se notează cu  $\beta = \frac{B_0}{B_{\delta \max}}$  și  $\gamma = \beta \frac{b'_c}{\delta}$ ; factorul Carter devine:

$$k_C = \frac{\tau_c}{\tau_c - \gamma \delta} \quad (9)$$

Factorul  $\gamma$  s-a calculat prin metoda reprezentărilor conforme (considerînd un canal de înălțime infinită) și are expresia (v. [2], p. 174)

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{b_c}{2\delta} \operatorname{arctg} \frac{b_c}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{b_c}{2\delta} \right)^2} \right] \quad (10)$$

Pentru  $2 \leq \frac{b_c}{\delta} \leq 12$ , rezultă  $\gamma \approx \frac{3}{4} \frac{b_c}{\delta} - 1$ , iar

$$k_C \approx \frac{\tau_c}{\tau_c - \frac{3}{4} b_c + \delta} \quad (11)$$

Prin urmare, cîmpul magnetic este uniform și de amplitudine  $B_{\delta \max}$  de-a lungul intervalului  $\frac{\tau_c}{k_C}$ ; notînd cu  $a_c$  efectul de margine bilateral în canal, rezultă :

$$\frac{\tau_c}{k_C} = \tau_c - b_c + a_c,$$

de unde :

$$a_c = b_c - \left( \tau_c - \frac{\tau_c}{k_C} \right)$$

sau, ținînd seama de relația (11),

$$a_c = b_c - (0,75 b_c - \delta). \quad (12)$$

În cazul cînd ambele armături prezintă canale radiale de răcire, se calculează efectele marginale în canale pentru fiecare armătură.

Lungimea ideală a mașinii este :

$$l_i = l_p - n_c b_c + 2a_m + n_c a_c, \quad (13)$$

$n_c$  fiind numărul canalelor radiale de răcire; cu expresia (12) pentru  $a_c$  rezultă :

$$l_i = l_p + 2a_m - n_c (0,75 b_c - \delta) \quad (14)$$

c. *Lungimea ideală a arcului polar* se notează cu  $b_i$  și este lungimea arcului polar al unei mașini echivalente, care are cîmpul magnetic în întrefier constant și egal cu valoarea maximă  $B_{\delta \max}$  a cîmpului din întrefierul mașinii reale, iar fluxul magnetic util al mașinii echivalente pe unitatea de lungime axială este egal cu fluxul real în ipoteza că mașina nu ar prezenta creștături (ar avea armăturile netede) :

$$b_i B_{\delta \max} = \int_0^\tau B_{\delta x} dx. \quad (15)$$

Pentru calculul fluxului real (fig. 1.6) trebuie să se determine (de exemplu, pe cale grafică) spectrul cîmpului magnetic.

La *mașinile de curent continuu*, la care cîmpul magnetic este aproximativ constant în întrefier, lungimea ideală a arcului polar este :

$$b_i = b_p + 2\delta, \quad (16)$$

în care  $b_p$  este lungimea arcului polar.

La *mașinile de curent alternativ*, la care cîmpul magnetic are o repartiție sinusoidală în întrefier, lungimea ideală a arcului polar este :

$$b_i = \frac{1}{B_{\delta \max}} \int_0^\tau B_{\delta \max} \sin \frac{\pi}{\tau} x dx = \frac{2}{\pi} \tau. \quad (17)$$



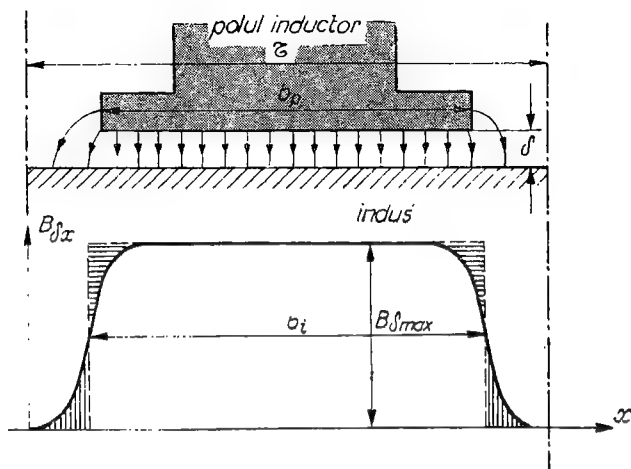


Fig. 1.6. Explicativă pentru calculul efectului marginal lateral.

*Factorul de acoperire polară ideală* este definit astfel :

$$\alpha_i = \frac{b_i}{\tau} . \quad (18)$$

La mașinile de curent alternativ cu întrefier constant,  $b \equiv \tau$ , curba cîmpului magnetic este aproximativ sinusoidală, iar acoperirea polară ideală are valoarea  $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ .

*d. Întrefierul echivalent* se notează cu  $\delta'$  și este lărgimea întrefierului unei mașini echivalente avînd indusul și inductorul neted și aceeași valoare maximă a inducției magnetice în întrefier ca în mașina reală.

Influența creștăturilor asupra fluxului magnetic este asemănătoare cu influența canalelor de ventilație.

Datorită prezenței creștăturilor, fluxul magnetic scade de la valoarea  $b_i l_i B_{\delta max}$ , la mașina ideală, la valoarea  $\frac{b_i}{k_C} l_i B_{\delta max} = b_i l_i B_{\delta}$ , la mașina reală (s-a aproximat lărgimea echivalentă  $b'_c$  a creștăturii ca fiind egală cu pasul creștăturii); pentru a se menține fluxul constant, cînd dimensiunile  $b_i$  și  $l_i$  sînt date, urmează să se majoreze inducția magnetică din axa dintelui de  $k_C$  ori, adică să fie egală cu  $B_{\delta max} = k_C B_{\delta}$ ; în consecință, trebuie să se considere o mașină electrică echivalentă la care tensiunea magnetică în întrefier să fie majorată de la valoarea

$$F_{\delta} = H_{\delta} \delta, \text{ la valoarea } F_{\delta} = H_{\delta} k_C \delta.$$

În această relație de mai sus,  $k_C$  este factorul Carter prin care se ține seamă de prezența creștăturilor; acest factor se calculează după relația (9) sau (11), în care se introduce  $b_c$  — deschiderea creștăturii și  $\tau_c$  — pasul creștăturii.

În ipoteza că la mașina reală inducția medie în întrefier are aceeași valoare constantă ca în mașina ideală, atunci se poate scrie :

$$F_{\delta} = H_{\delta} \delta', \quad (19)$$

în care :

$$\delta' = k_c \delta \quad (20)$$

este lărgimea echivalentă a întrefierului.

### 1.3. ELEMENTE GENERALE DE PROIECTARE A MAȘINILOR ȘI TRANSFORMATORELOR ELECTRICE

Mașinile și transformatoarele electrice funcționează în baza aceluiași legi ale electrotehnicii : legea inducției electromagnetice, legea circuitului magnetic, legea fluxului magnetic, legea polarizației magnetice, legea lui Ohm etc. De aceea, o serie de probleme de proiectare admit în principal o tratare după o aceeași metodă, indiferent de tipul mașinii electrice la care se referă. În acest capitol sînt grupate acele probleme de proiectare, care se întîlnesc și se tratează aproximativ la fel la toate mașinile electrice, și anume : caracteristica magnetică în gol, cîmpurile și inductivitățile de scăpări, parametrii mașinii, pierderile, forțele electromagnetice și electrodinamice de scurt-circuit, încălzirea și ventilația mașinilor electrice. Particularitățile de aplicarea lor, vor fi prezentate în capitolele în care se tratează proiectarea fiecărui tip de mașină electrică.

#### 1.3.1. Caracteristica magnetică la funcționarea în gol

a. **Definiția și metoda de calcul.** Fluxul magnetic este produs la funcționarea în gol a mașinii sau a transformatorului de solenația de excitație (sau de magnetizare). În figura 1.7 s-a desenat o linie a cîmpului magnetic inductor printr-o mașină cu inductorul exterior (fig. 1.7,a), respectiv interior (fig. 1.7,b). Fluxul magnetic util  $\Phi$  este fluxul care înălțăuie circuitele electrice din inductorul respectiv indusul mașinii și induce tensiunea electromotoare în circuitul indusului.

*Caracteristica magnetică în gol* reprezintă fluxul magnetic util în funcție de solenația de excitație, curentul prin circuitul indus fiind nul.

Caracteristica magnetică în gol se calculează astfel :

— la o valoare dată a tensiunii electromotoare induse  $U_c$  se calculează fluxul util, după relațiile care se vor indica la prezentarea metodicii de proiectare a fiecărui tip de mașină ; din valoarea fluxului se calculează inducția magnetică  $B_{\delta}$  din întrefier :

$$B_{\delta} = \frac{\Phi}{a_i \tau l_i} ; \quad (21)$$

— prin aplicarea legii fluxului magnetic se determină inducțiile magnetice  $B_z$  în dinți,  $B_p$  în poli și  $B_j$  în juguri; din caracteristica de magnetizare  $B = f(H)$  a materialului (v. anexa 1) se calculează intensitatea cîmpului magnetic corespunzătoare inducției, din zona respectivă;

— din legea circuitului magnetic rezultă că tensiunea magnetomotoare de-a lungul unei linii de cîmp considerate este egală cu solenația de exci-

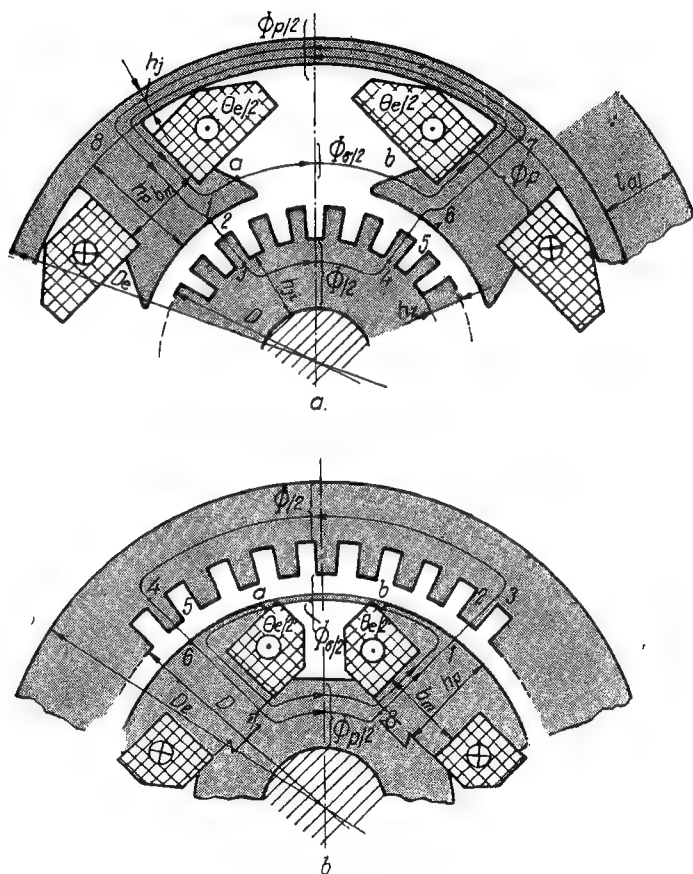


Fig. 1.7.. Secțiunea transversală parțială printr-o mașină electrică cu poli exteriori eșiți.

tație  $\theta_e$  de pe perechea de poli. Se determină astfel solenația de excitație  $\theta_e$  corespunzătoare fluxului  $\Phi$ , obținându-se un punct al caracteristicii magnetice; reluînd calculul pentru mai multe valori ale fluxului, se determină punct cu punct caracteristica magnetică în gol.

Tensiunea magnetomotoare de-a lungul conturului 1—2—3—4—5—6—7—8—1 (v. fig. 1.7) este egală cu solenația care străbate suprafața deschisă care se sprijină pe contur :

$$\oint_{\Gamma} \mathbf{H} \, d\mathbf{r} \equiv \int_1^2 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} + \int_2^3 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} + \int_3^4 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} + \int_4^5 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} + \\ + \int_5^6 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} + \int_6^7 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} + \int_7^8 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} + \int_8^1 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} = \theta_e \quad (22)$$

sau

$$2F + 2F_z + F_{ji} + 2F_p + F_j = \theta_e, \quad (23)$$

în care :

$$\begin{aligned} F_{\delta} &= \int_1^2 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} = \int_5^6 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} && \text{este tensiunea magnetică corespunzătoare în-} \\ &&& \text{trefierului;} \\ F_z &= \int_2^3 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} = \int_4^5 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} && - \text{tensiunea magnetică corespunzătoare din-} \\ &&& \text{telui;} \\ F_{ji} &= \int_3^4 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} && - \text{tensiunea magnetică corespunzătoare ju-} \\ &&& \text{gului indusului;} \\ F_p &= \int_6^7 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} = \int_8^1 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} && - \text{tensiunea magnetică de-a lungul polului} \\ &&& \text{principal;} \\ F_j &= \int_7^8 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} && - \text{tensiunea magnetică corespunzătoare ju-} \\ &&& \text{gului inductor.} \end{aligned}$$

Se notează cu :

$$F_i = 2F_{\delta} + 2F_z + F_{ji} \quad (24)$$

și este denumită tensiunea magnetică a indusului, iar cu

$$F_l = 2F_p + F_j \quad (25)$$

și este denumită tensiunea magnetică a inductorului.

La calculul tensiunilor magnetice corespunzătoare inductorului se consideră fluxul prin inductor  $\Phi_p$  egal cu suma dintre fluxul  $\Phi$  prin indus și fluxul de scăpări  $\Phi_{\sigma}$ , care se închide de la pol la pol ( $\Phi_p = \Phi + \Phi_{\sigma}$ ).

Fluxul de scăpări  $\Phi_{\sigma}$  se închide prin aer de la pol la pol. Se consideră suprafața piesei polare echipotențială magnetic; prin aplicarea legii circuitului magnetic conturului 1—2—3—4—5—6—b—a—1, (v. fig. 1.7 a) rezultă :

$$\int_a^b \mathbf{H}_{\sigma} \, d\mathbf{r} = \int_{1,2,\dots}^6 \mathbf{H} \, d\mathbf{r} \equiv F_i. \quad (26)$$

Deoarece  $\int_a^b \mathbf{H}_{\sigma} \, d\mathbf{r} = H_{\sigma} l_{ab}$  rezultă :

$$\Phi_{\sigma} \equiv \mu_0 H_{\sigma} S = \frac{F_i}{l_{ab}} \mu_0 S, \quad (27)$$

în care  $S$  este aria suprafeței prin care se închide fluxul de scăpări. În consecință, fluxul de scăpări  $\Phi_\sigma$  este proporțional cu tensiunea magnetică  $F_i$  a indusului; prin urmare, ecuația  $\Phi_\sigma(F_i)$  reprezentată grafic este o dreaptă. La fluxul  $\Phi$  corespunzător tensiunii nominale, fluxul de scăpări are valoarea :

$$\Phi_\sigma = (0,1...0,25)\Phi. \quad (27')$$

Pentru calculul fluxului de scăpări, a se vedea mai departe 1.3.2 a.

b. **Calculul tensiunilor magnetice.** Tensiunea magnetică  $F_\delta$  corespunzătoare întrefierului se determină din relația :

$$F_\delta = H_\delta \delta'; \quad (28)$$

$H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0}$  este intensitatea cimpului magnetic în întrefier, în care :

$\mu_0$  este permeabilitatea magnetică a aerului ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m în sistemul MKSA raționalizat);

$\delta' = k_C \delta$  — lărgimea echivalentă a întrefierului [relația (20)];  
 $k_C$  — factorul Carter (la mașina care prezintă creștături în inductor și în indus, factorul Carter este  $k_C = k_{C1} \cdot k_{C2}$ , în care  $k_{C1}$  respectiv  $k_{C2}$  este factorul Carter al inductorului, respectiv al indusului).

*Tensiunea magnetică  $F_z$ , de-a lungul dintelui* se calculează astfel : se presupune că fluxul din întrefier corespunzător unui pas de creștătură trece exclusiv prin dinte (fig. 1.8) și prin aplicarea legii fluxului magnetic pentru suprafața închisă  $\Sigma$  se calculează inducția magnetică din dinte, denumită inducție aparentă  $B'_{zx}$ , din relația :

$$B \tau_c l_i = B'_{zx} b_{zx} l_m, \quad (29)$$

în care  $l_m$  este lungimea netă a miezului feromagnetic

$$l_m = (l_g - n_c b_c) k_m, \quad (30)$$

$k_m$  fiind factorul de umplere al miezului; de unde rezultă :

$$B'_{zx} = \frac{\tau_c l_i}{b_{zx} l_m} B_\delta. \quad (31)$$

*La dinte trapezoidal* (fig. 1.8,a) inducția aparentă este variabilă cu înălțimea dintelui; la calculul inducției după înălțimea dintelui se neglijează creșterea secțiunii înspre capătul dintelui, considerindu-se astfel pereții dintelui în prelungire după linia întreruptă din figura 1.8,a.

*La valori ale inducției magnetice  $B'_{zx} < 1,8$  T* fluxul magnetic care trece prin creștătură este neglijabil și inducția aparentă este egală aproximativ cu inducția reală; la  $B'_{zx}$  se determină  $H_{zx}$  din caracteristica de magnetizare a dinților.



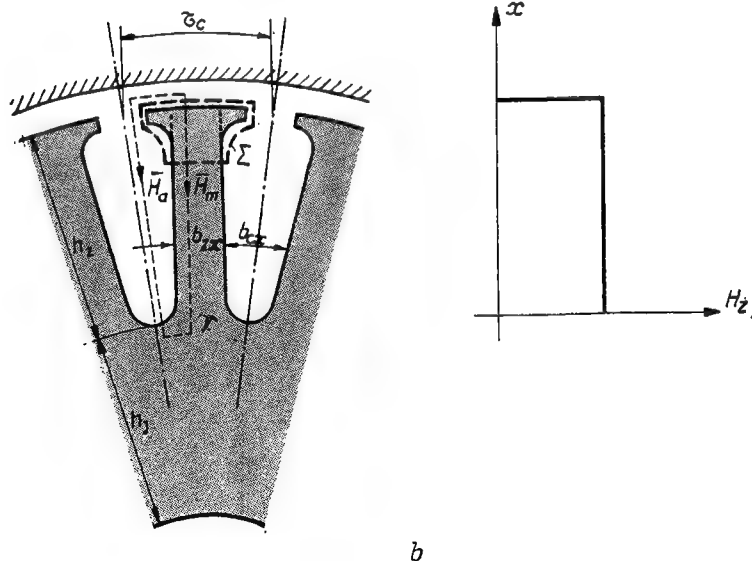
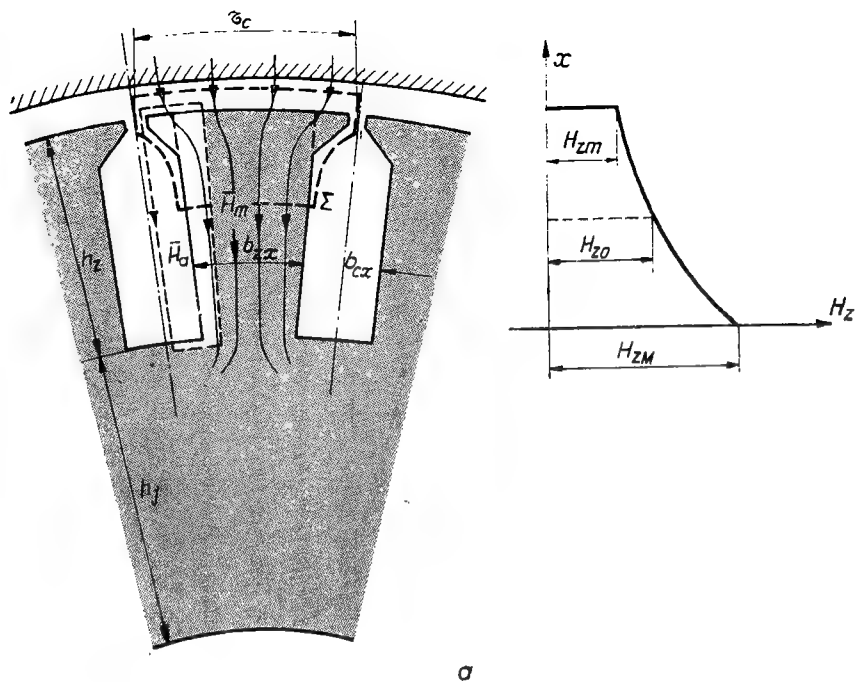


Fig. 1.8. Dinții mașinilor electrice și curba intensității cîmpului magnetic în dinte : *a* — dinte trapezoidal; *b* — dinte cu pereți paraleli.

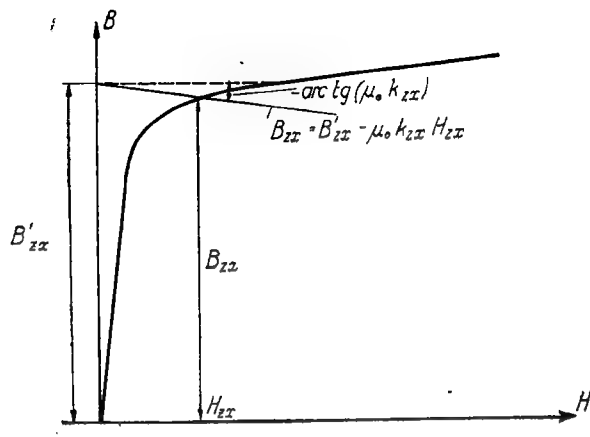


Fig. 1.9. Determinarea valorilor reale ale inducției magnetice și ale intensității cimpului în dinte.

La valori ale inducției magnetice  $B'_z \geq 1,8 \text{ T}$  o parte din fluxul magnetic trece și prin creștătură, prin canalele radiale de ventilație și prin izolația dintre tole, iar inducția reală în dinte  $B_{zx}$  este mai mică decât inducția aparentă  $B'_{zx}$ , astfel încît :

$$B'_{zx} b_{zx} l_m = B_{zx} b_{zx} l_m + \mu_0 S_{ax} H_{ax}, \quad (32)$$

în care aria  $S_{ax}$  a suprafețelor prin medii neferomagnetice din intervalul unui pas de dinte este :

$$S_{ax} = b_{cx} l_g + b_c n_c b_{zx} + (1 - k_m) b_{zx} (l_g - n_c b_c). \quad (33)$$

Intensitatea cimpului magnetic  $H_{ax}$  în creștătură, canal sau izolație se determină prin aplicarea legii circuitului magnetic, după o curbă închisă trasată punctat în figura 1.8,a. În întrefier și la baza dintelui, cimpul magnetic este normal pe elementul de linie — dacă se admite că suprafețele cilindrice de la bazele creștăturilor, respectiv capetele de dinți sînt echipotențiale magnetic — și rezultă :

$$H_{zx} = H_{ax}. \quad (34)$$

Prin urmare, valoare reală  $B_{zx}$  a inducției în dinte și intensitatea cimpului magnetic  $H_{zx}$  satisfac ecuația :

$$B_{zx} = B'_{zx} - k_{zx} \mu_0 H_{zx} \quad (35)$$

(în care  $k_{zx} = \frac{S_{ax}}{b_{zx} l_m}$ ); aceasta este ecuația unei drepte în  $B_{zx}$  și  $H_{zx}$ . Se reprezintă grafic dreapta de ecuație (35) în planul caracteristicii de magnetizare  $B-H$  și la intersecția acestuia cu caracteristica de magnetizare  $B(H)$  se determină  $B_{zx}$  și  $H_{zx}$  ca în figura 1.9.

Intensitatea cimpului magnetic variază cu înălțimea dintelui după curbele reprezentate în figura 1.8.

Tensiunea magnetică  $F_z$  de-a lungul dintelui trapezoidal (fig. 1.8, *a*) se calculează cu valoarea medie a intensității cîmpului magnetic, determinată după relația lui Simpson :

$$H_z = \frac{H_{zm} + 4H_{zo} + H_{zM}}{6}, \quad (36)$$

în care  $H_{zm}$ ,  $H_{zo}$  și  $H_{zM}$  sînt intensitățile cîmpurilor magnetice la capătul dintelui, la mijloc și la bază; prin urmare,

$$F_z = h_z H_z. \quad (37)$$

Tensiunea magnetică  $F_z$  de-a lungul dintelui de secțiune constantă (fig. 1.8, *b*) se calculează după aceeași relație (37),  $H_z$  fiind intensitatea cîmpului magnetic calculată la mijlocul dintelui.

Tensiunea magnetică de-a lungul jugului indusului, respectiv al inductorului este :

$$F_j = l_j H_j. \quad (38)$$

Intensitatea cîmpului magnetic în jug  $H_j$  se determină din caracteristica de magnetizare a jugului corespunzător inducției magnetice  $B_j$  în jug, calculată astfel :

$$B_j = \frac{\Phi}{2l_{aj} h_j}, \quad (39)$$

în care  $l_{aj}$  este lungimea axială a miezului în zona jugului, iar  $h_j$  înălțimea jugului (fig. 1.7).

Lungimea liniei de cîmp în jug se calculează aproximativ astfel :

$$- \text{în jugul rotorului crestă } l_j = \frac{\pi D}{2p}; \quad (40)$$

$$- \text{în jugul rotorului cu polii ieșiți (de înălțime } h_p) l_j = \frac{\pi(D-2h_p)}{2p}, \quad (41)$$

$$- \text{în jugul statorului } l_j = \frac{\pi D_c}{2p}. \quad (42)$$

În armătura cu poli înecați (rotorul în figura 1.7, *a*, respectiv statorul în figura 1.7, *b*) cîmpul magnetic este repartizat neuniform în jug; pentru a ține seamă de aceasta, se calculează tensiunea magnetică  $F_j$  cu lungimea echivalentă a liniei de cîmp

$$l'_j = k_j l_j, \quad (43)$$

în loc de  $l_j$ , în care  $k_j = 0,6 \dots 1,2$  pentru statorul crestă;

$k_j = 0,4 \dots 0,6$  pentru rotorul crestă;

valorile mai mici corespund la inducții în jug de aproximativ 0,8 T și la  $p=1$ .

Tensiunea magnetică de-a lungul polului inductor este

$$F_p = h_p H_p. \quad (44)$$

Intensitatea cîmpului magnetic în pol  $H_p$  se determină din caracteristica de magnetizare a polului inductor corespunzător inducției magnetice  $B_p$  în pol, calculată astfel :

$$B_p = \frac{\Phi}{2b_m l_p}, \quad (45)$$

în care  $b_m$  este lățimea polului (fig. 1.7).

c. **Construcția grafică a caracteristicii magnetice la funcționarea în gol.** Pentru a determina curba  $\Phi(\theta_e)$  se calculează tensiunile magnetice corespunzătoare valorilor fluxului  $\Phi$ , determinate pentru t.e.m. egale cu  $0,4 U_{e0}$ ,  $0,6 U_{e0}$ ,  $0,8 U_{e0}$ ,  $U_{e0}$ ,  $1,1 U_{e0}$  și  $1,2 U_{e0}$ .

Rezultatele calculelor se prezintă într-o tabelă (v. tabela 1.1).

Se reprezintă grafic separat caracteristicile (fig. 1.10) :

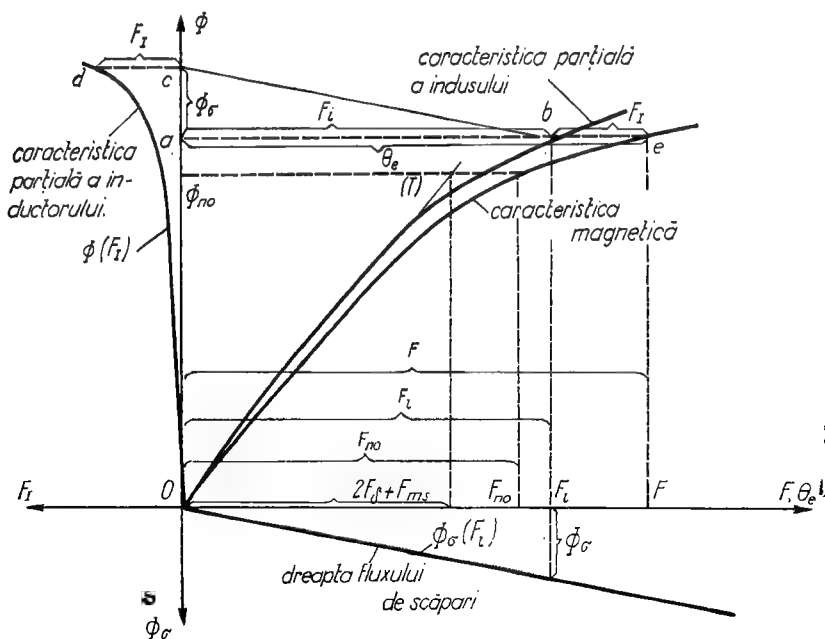


Fig. 1.10. Determinarea caracteristicii magnetice în gol.

Tabela 1.1.

## Calculul caracteristicii magnetice la funcționarea în gol

	$U_e$	Relația și figura	$0,4 U_{e0}$	$0,6 U_{e0}$	$0,8 U_{e0}$	$U_{e0}$	$1,1 U_{e0}$	$1,2 U_{e0}$
	$\Phi$							
Întrefier	$B_\delta$	(21)						
	$H_\delta$							
	$F_\delta$	(28)						
Dinte	$B'_o$	$m$ (31)						
	$B_z$	$m$ (35) și fig. 1.9						
	$H_z$	$m$ (35) și fig. 1.9						
	$H_z$	(36)						
	$F_z$	(37)						
Jugul indu- sului	$B_{ji}$	(39)						
	$H_{ji}$							
	$F_{ji}$	(38)						
	$F_i$	(24)						
	$\Phi_\delta$	(26), (27'), (55)						
Miezul polar	$B_p$	(45)						
	$H_p$							
	$F_p$	(44)						
Jugul induc- torului	$B_j$	(39)						
	$H_j$							
	$F_j$	(38)						
	$F$	(25)						
	$\theta_e$	(23)						



- $\Phi(F_i)$  denumită caracteristica parțială a indusului;
- $\Phi(F_I)$  denumită caracteristica parțială a inductorului;
- $\Phi_\sigma(F_i)$  denumită dreapta fluxului de scăpări.

Caracteristica magnetică în gol se determină punct cu punct.

La o valoare dată a fluxului  $\Phi$  (de exemplu,  $\overline{oa}$  în figura 1.10) se determină tensiunea magnetică  $F_i$  (egală cu  $\overline{ab}$ ) din caracteristica parțială a indusului; se determină apoi fluxul de scăpări (segmentul  $\overline{ac}$ ) corespunzător tensiunii magnetice  $F_i$ , prin intersecția paralelei ( $bc$ ) la dreapta fluxului de scăpări dusă prin punctul  $b(F_i, \Phi)$ , cu axa ordonatelor; din caracteristica parțială a inductorului se deduce corespunzător fluxului  $\Phi_p = \Phi + \Phi_\sigma$  tensiunea magnetică  $F_I$  (segmentul  $\overline{cd}$ ). Prin însumarea tensiunilor  $F_i$  și  $F_I$  rezultă solenația  $\theta_e$  (segmentul  $\overline{ae}$ ) corespunzător fluxului  $\Phi$ ; se obține astfel un punct al caracteristicii magnetice în gol.

Pentru a aprecia starea de saturație magnetică a mașinii, se construiește tangenta ( $OT$ ) în origine la caracteristica magnetică în gol; aceasta reprezintă curba  $\Phi(2F_\delta + F_{mns})$  în care  $F_{mns}$  reprezintă tensiunea magnetică în miezul feromagnetic nesaturat. Se determină apoi tensiunile magnetice  $2F_\delta + F_{mns}$  și  $F_{n0}$  corespunzătoare fluxului nominal în gol  $\Phi_{n0}$ , la intersecția paralelei la axa absciselor prin  $\Phi_{n0}$  cu tangenta ( $OT$ ), respectiv cu caracteristica magnetică în gol.

Raportul  $k_s = F_{n0}/(2F_\delta + F_{mns})$  este denumit coeficientul de saturație și are valoarea

$$k_s = 1,15 \dots 1,25 \text{ pentru generatoare;}$$

$$k_s = 1,25 \dots 1,5 \text{ pentru motoare.}$$

### 1.3.2. Cîmpurile și inductivitățile de scăpări

În mașinile și transformatoarele electrice, pe lângă fluxul magnetic util, se produc și fluxuri magnetice de scăpări, care îmbrățișează numai unul din circuitele mașinii (primar sau secundar), sau care nu contribuie la producerea cuplului util în cazul mașinilor electrice.

Cîmpurile magnetice de scăpări se închid parțial prin miezul feromagnetic al mașinii, contribuind la saturarea acestuia; cîmpurile magnetice de scăpări variabile în timp induc t.e.m. și provoacă pierderi în piesele feromagnetice prin care se închid și produc refularea curentului în conductoarele masive.

Reactanțele de scăpări corespunzătoare cîmpului de scăpări, majorează impedanța circuitelor electrice ale mașinilor și transformatoarelor și limitează astfel curenții de scurtcircuit.

a. **Fluxul de scăpări  $\Phi_o$  al polilor ieșiți (aparenți).** Se consideră inductorul cu polii ieșiți desfășurat după suprafața din întrefier (fig. 1.11); prin însumarea fluxurilor magnetice  $\Phi_1$  și  $\Phi_2$  — care se închid prin suprafețele laterale și frontale ale miezului polilor — cu fluxurile magnetice  $\Phi_3$  și  $\Phi_4$  care

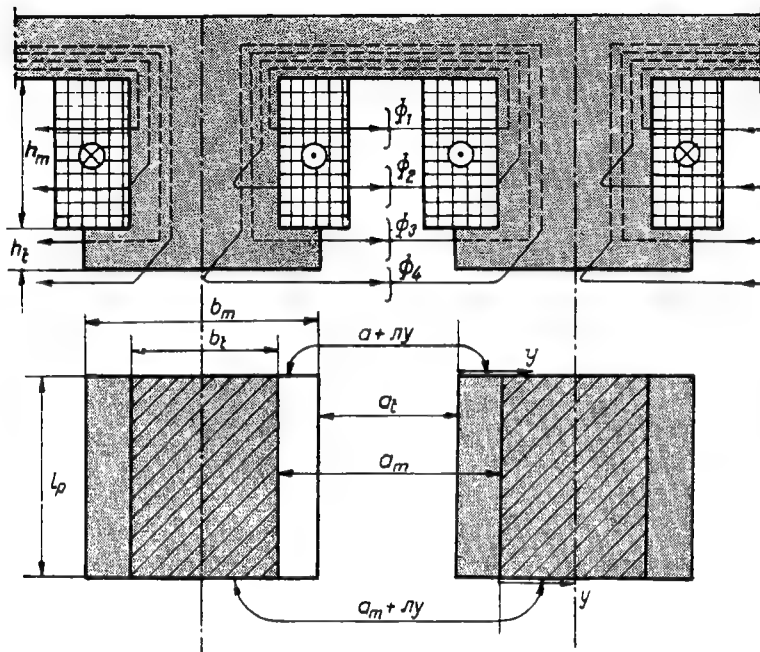


Fig. 1.11. Explicativă pentru calculul fluxului de scăpări a polilor inductori ieșiți.

se închid prin suprafețele laterale și frontale ale pieselor polare, se obține fluxul magnetic de scăpări  $\Phi_o$  al polului inductor

$$\Phi_o = 2\Phi_1 + 4\Phi_2 + 2\Phi_3 + 4\Phi_4. \quad (46)$$

Se consideră o linie de câmp la distanța  $x$  de la baza polului și se neglijează tensiunea magnetică în miezul feromagnetic; din legea circuitului magnetic aplicată acestui contur străbătut de solenația de excitație  $\frac{\theta_e}{h_m} x$  de pe perechea de poli, rezultă:

$$H_x l_x = \frac{\theta_e}{h_m} x \quad (47)$$

pentru miezul polului ( $0 \leq x \leq h_m$ ), în care  $l_x$  este lungimea liniei de câmp în aer:

$l_x = a_m$  pentru linia de câmp prin suprafețele laterale ale polului ( $\Phi_1$ );  
 $l_x = a_m + \pi y$  pentru linia de câmp prin suprafețele frontale ale polului ( $\Phi_2$ ), aproximată prin segmentul de dreaptă  $a_m$  și arcul de cerc  $\pi y$ .

Pentru piesa polară, indiferent de distanța de la baza acesteia, rezultă :

$$H_i l_i = \theta_e, \quad (48)$$

în care :

$l_i = a_i$  pentru linia de cîmp prin suprafețele laterale ale piesei polare ( $\Phi_3$ );

$l_i = a_i + \pi y$  pentru linia de cîmp prin suprafețele frontale ale polului ( $\Phi_4$ ), aproximată prin segmentul de dreaptă  $a_i$  și arcul de cerc  $\pi y$ .

Cu intensitățile cîmpurilor determinate din relațiile (47) și (48) se calculează inducțiile magnetice, respectiv fluxurile parțiale  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ ,  $\Phi_3$ , și  $\Phi_4$  :

$$\Phi_1 = \int_0^{h_m} \mu_0 \frac{\theta_e}{h_m a_m} x l_p dx = \mu_0 \theta_e l_p \frac{h_m}{2 a_m}, \quad (49)$$

$$\Phi_2 = \int_0^{h_m} \int_0^{b_m/2} \mu_0 \frac{\theta_e}{h_m (a_m + \pi y)} x dx dy = \mu_0 \theta_e \frac{h_m}{2\pi} \ln \frac{a_m + \pi \frac{b_m}{2}}{a_m}, \quad (50)$$

$$\Phi_3 = \int_0^{h_t} \mu_0 \theta_e \frac{l_p}{a_t} dx = \mu_0 \theta_e l_p \frac{h_t}{a_t}, \quad (51)$$

$$\Phi_4 = \int_0^{b_t/2} \mu_0 \theta_e \frac{1}{a_t + \pi y} h_t dy = \mu_0 \theta_e \frac{h_t}{2\pi} \ln \frac{a_t + \pi \frac{b_t}{2}}{a_t}. \quad (52)$$

Fluxul de scăpări  $\Phi_\sigma$  al polului inductor este [v. relația (46)]

$$\Phi_\sigma = 2 \mu_0 \theta_e \left[ l_p \frac{h_m}{2 a_m} + \frac{h_m}{\pi} \ln \frac{a_m + \pi \frac{b_m}{2}}{a_m} + l_p \frac{h_t}{a_t} + \frac{2}{\pi} h_t \ln \frac{a_t + \pi \frac{b_t}{2}}{a_t} \right]. \quad (53)$$

Cu ipoteza admisă pentru relația (26) solenația de excitație este egală cu tensiunea magnetică a indusului

$$\theta_e = F_i \quad (54)$$

și rezultă :

$$\Phi_\sigma = 2 \mu_0 F_i \left[ l_p \frac{h_m}{2 a_m} + \frac{h_m}{\pi} \ln \frac{a_m + \pi \frac{b_m}{2}}{a_m} + l_p \frac{h_t}{a_t} + \frac{2}{\pi} h_t \ln \frac{a_t + \pi \frac{b_t}{2}}{a_t} \right]; \quad (55)$$

funcția  $\Phi_\sigma(F_i)$  este o dreaptă [v. și relația (27)].

În cazul mașinilor de curent continuu echipate cu poli de comutație dispuși între poli principali, lungimile liniilor de cîmp prin aer sînt mai scurte cu aproximativ lățimea polului de comutație; în expresia (55) pentru calculul fluxului de scăpări,  $a_m$  și  $a_t$  se înlocuiesc cu  $a_m - b_{mk}$  și  $a_t - b_{tk}$  ( $b_{mk}$  și  $b_{tk}$  reprezintă grosimea miezului polului de comutație, respectiv lungimea arcului polar al polului de comutație).

b. **Inductivitatea de scăpări a înfășurărilor repartizate.** Înfășurările repartizate parcurse de curenți produc fluxuri magnetice de scăpări: în creștături —  $\Phi_{sc}$  — denumit flux de scăpări în creștătură, în jurul capetelor de bobină —  $\Phi_{sf}$  — denumit flux de scăpări frontal, în întrefier —  $\Phi_{scd}$  — de la un capăt de dinte la altul, denumit și flux de scăpări în întrefier, fluxul de scăpări diferențiale —  $\Phi_{sd}$ . Inductivitatea de scăpări  $L_{\sigma}$  a înfășurării este suma inductivităților de scăpări parțiale corespunzătoare acestor fluxuri:

$$L_{\sigma} = L_{sc} + L_{sf} + L_{sd,cd} \quad (56)$$

în care:

$L_{sc} = \frac{\Phi_{sc}}{i}$  este inductivitatea corespunzătoare fluxului de scăpări în creștătură;

$L_{sf} = \frac{\Phi_{sf}}{i}$  — inductivitatea corespunzătoare fluxului de scăpări frontal;

$L_{sd,cd} = \frac{\Phi_{sd,cd}}{i}$  — inductivitatea corespunzătoare fluxului de scăpări diferențial  $\Phi_{sd}$  la mașinile de curent alternativ), respectiv fluxului de scăpări la capetele dinților  $\Phi_{scd}$  (la mașinile cu colector).

Expresiile inductivităților parțiale de scăpări în funcție de dimensiunile geometrice se determină din raportul fluxului total de scăpări corespunzător, la curentul care l-a produs.

**Inductivitatea de scăpări în creștătură.** La înfășurările într-un strat dispuse în creștături deschise cu  $w_b$  conductoare pe creștătură și parcurse de curentul  $i$ , câmpul de scăpări în creștătură se închide ca în figura 1.12, a.

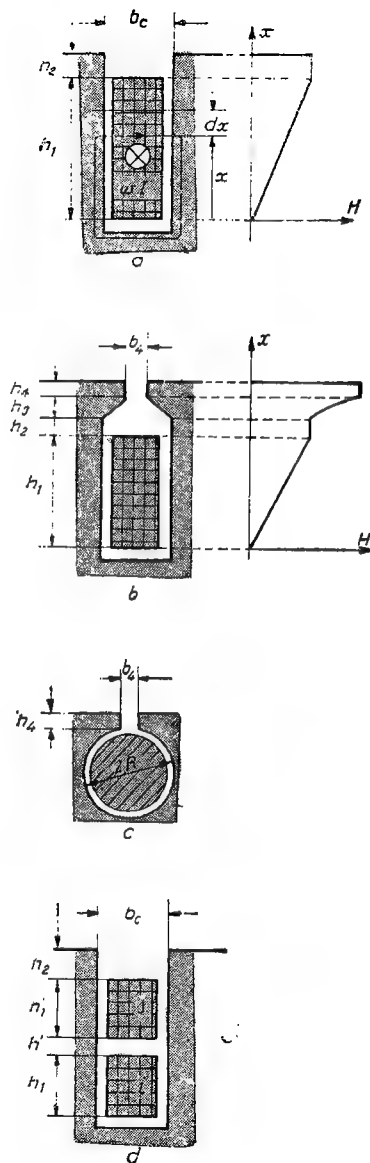


Fig. 1.12. Forme de creștături:

a — creștătură deschisă și curba câmpului magnetic; b — creștătură semideschisă (sau semiînchisă) și curba câmpului magnetic; c — creștătură circulară; d — creștătură deschisă pentru înfășurarea în straturi.

Din legea circuitului magnetic aplicată pentru linia închisă de cîmp din figura 1.12, *a*, dacă se neglijează tensiunea magnetică în miezul feromagnetic, rezultă :

$$H_x b_c = \frac{\omega_b i}{h_1} x \quad \text{pentru } 0 \leq x \leq h_1, \quad (57)$$

$h_1$  fiind înălțimea laturii bobinei neizolate; din această relație rezultă intensitatea cîmpului magnetic în zona laturii de bobină :

$$H_x = \frac{\omega_b i}{h_1} \frac{x}{b_c} \quad \text{pentru } 0 \leq x \leq h_1 \quad (58)$$

și analog pentru zona liberă :

$$H_2 = \frac{\omega_b i}{b_c} \quad \text{pentru } h_1 \leq x \leq h_1 + h_2. \quad (59)$$

În figura 1.12, *a*, în partea dreaptă, este reprezentată curba intensității cîmpului magnetic în funcție de distanța  $x$ ; intensitatea cîmpului magnetic crește liniar pînă la distanța  $h_1$  și rămîne constantă pînă la distanța  $h_2$ .

Fluxul magnetic este :

$$\Phi_{scb} = \int_0^{h_1} \mu_0 H_x \frac{\omega_b}{h_1} x l_i dx + \int_{h_1}^{h_1+h_2} \mu_0 H_2 \omega_b l_i dx; \quad (60)$$

după înlocuirea mărimilor  $H_x$  și  $H_2$  cu expresiile lor din relațiile (58) și (59), prin integrare rezultă ;

$$\Phi_{scb} = \mu_0 \omega_b^2 l_i \left( \frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} \right) i. \quad (61)$$

*Inductivitatea de scăpări în creștătură* a unei bobine aparținînd unei înfășurări într-un strat dispusă în creștături deschise este :

$$L_{scb} = 2 \frac{\Phi_{scb}}{i} = 2 \mu_0 \omega_b^2 l_i \left( \frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} \right),$$

sau

$$L_{scb} = 2 \mu_0 \omega_b^2 l_i \lambda_c, \quad (62)$$

în care

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c} \quad (63)$$

este denumită permeanța specifică de scăpări a creștăturii.

*Inductivitatea de scăpări în creștătură* a înfășurărilor polifazate cu  $m$  faze,  $\omega$  spire pe fază,  $q$  creștături pe pol și fază și  $2p$  poli este :

$$L_{sc} = \frac{\omega}{\omega_b} L_{scb}, \quad (64)$$

în care

$$\omega_b = \frac{2m\omega}{Z} = \frac{\omega}{pq},$$

iar numărul de creștături  $Z = 2mpq$ ; prin înlocuirea inductivității bobinei din relația (62) în relația (64) rezultă :

$$L_{oc} = 2\mu_0 \frac{\omega^2}{pq} l_i \lambda_c. \quad (65)$$

Cu  $l_i$  în cm, rezultă pentru inductivitatea de scăpări în creștătură :

$$L_{oc} = 0,8 \pi \frac{\omega^2}{pq} l_i \lambda_c 10^{-8} \text{ H}. \quad (66)$$

La înfășurările într-un strat dispuse în creștături semideschise sau semi-închise (fig. 1.12, *b*), lărgimea creștăturii  $b_3$  în zona de înălțime  $h_3$  este variabilă; intensitatea cîmpului magnetic prezintă o variație hiperbolică în această zonă. *Permeanța specifică* a creștăturii este :

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{h_3}{b_2 - b_4} \ln \frac{b_4}{b_2} + \frac{h_4}{b_4}. \quad (67)$$

La înfășurările într-un strat dispuse în creștături circulare (fig. 1.12, *c*) permeanța specifică pentru  $1 < \frac{R}{b_4} < 5$  se determină din relația (v. [5]) :

$$\lambda_c = 0,47 + 0,066 \frac{2R}{b_4} + \frac{h_4}{b_4}. \quad (68)$$

La înfășurările în două straturi curenții prin laturile de bobină din cele două straturi pot fi defazați între ei; fluxul magnetic de scăpări din creștătură depinde de defazajul curenților [2].

Fie  $\lambda_i$  și  $\lambda_s$  permeanțele specifice corespunzătoare laturilor de bobină dispuse în stratul interior, respectiv în stratul superior al creștăturii, și  $\lambda_m$  permeanța specifică mutuală a celor două laturide bobină; în cazul creștăturii deschise (fig. 1.12, *d*) :

$$\left. \begin{aligned} \lambda_i &= \frac{h'_1}{3b_c} + \frac{h' + h'_1 + h_2}{b_c}, \\ \lambda_s &= \frac{h'_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c}, \\ \lambda_m &= \frac{h'}{2b_c} + \frac{h_2}{b_c}. \end{aligned} \right\} \quad (69)$$

Permeanța specifică a creștăturii în ipoteza că valorile efective ale curenților sînt egale este :

$$\lambda_c = \frac{\lambda_i + \lambda_s + 2\lambda_m}{4}, \quad (70)$$

în care

$$g = \frac{1}{s} \sum_{k=1}^s \cos \varphi_k, \quad (71)$$

s fiind numărul laturilor de bobină pe fază, iar  $\varphi_k$  defazajul curenților prin cele două laturi de bobină dispuse în aceeași creștătură [de exemplu : fie o înfășurare în două straturi trifazată tetrapolară cu  $q = 2$  și pasul  $y = 5$ ; jumătate din numărul laturilor de bobină ale unei faze sînt dispuse în creștături două câte două și  $\cos \varphi_k = 1$ , iar celelalte laturi ocupă creștături împreună cu laturi de bobine aparținînd celorlalte două faze pentru care  $\cos \varphi_k = \cos \frac{\pi}{3} = -\frac{1}{2}$ , încît :  $g = \frac{1}{16} \left( 8 + 8 \cdot \frac{1}{2} \right) = \frac{3}{4}$ ].

*Inductivitatea de scăpări frontale.* În jurul capetelor de bobină parcurse de curent se închide fluxul de scăpări frontal; inductivitatea corespunzătoare acestui flux de scăpări este :

$$L_{\sigma f} = 2 \mu_0 \frac{w^2}{p} l_f \lambda_f, \quad (72)$$

în care  $l_f$  este lungimea frontală a capătului de bobină (v. fig. 1.13); iar  $\lambda_f$  permeanța specifică de scăpări frontale; deoarece fluxul de scăpări frontal depinde de forma capetelor de bobină, de distanțele dintre capetele de înfășurare ale unei faze față de ale celorlalte faze, respectiv față de mediile feromagnetice vecine, pentru calculul mai exact al permeanței specifice  $\lambda_f$  s-au efectuat experimentări pe modele.

La înfășurările într-un strat permeanța specifică frontală se poate calcula după cum urmează :

— pentru înfășurările cu  $q$  capete de bobină pe grupe (de exemplu, la înfășurările în două etaje) :

$$\lambda_f = 0,67 - 0,43 \frac{\tau'}{l_f}, \quad (73)$$

$\tau'$  fiind pasul polar măsurat la mijlocul înălțimii creștăturii  $\tau' = \frac{\pi(D+h)}{2p}$ ;

— pentru înfășurările cu  $\frac{q}{2}$  capete de bobină pe grupe (de exemplu, la înfășurările în trei etaje la care capetele de bobină ale unei grupe de  $q$  bobine sînt divizate în două) :

$$\lambda_f = 0,425 - 0,304 \frac{\tau'}{l_f}. \quad (74)$$

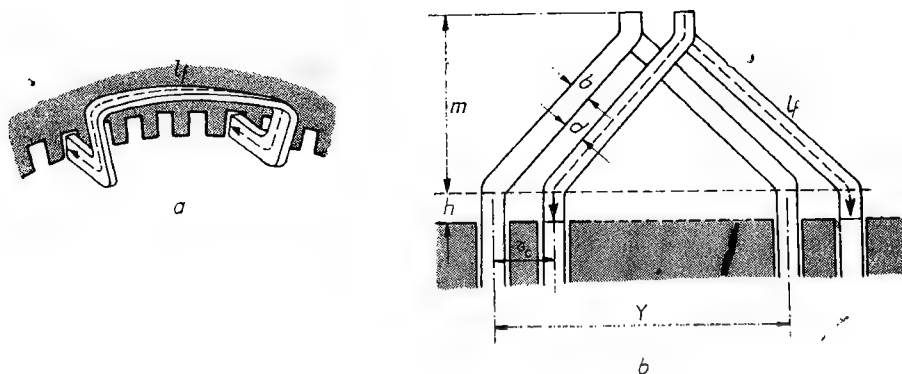


Fig. 1.13. Capetele de bobină la înfășurările într-un strat (a) și la înfășurările în două straturi (b).

La înfășurările în două straturi permeanța specifică frontală de scăpări se calculează după relația

$$\lambda_f = 1,13 k_s^2 \frac{h + 0,5 m}{l_f}, \quad (75)$$

în care  $h$  și  $m$  rezultă din fig. 1.13,  $b$  și suma lor reprezintă lungimea axială a capătului de bobină, iar  $k_s = \sin \frac{\pi}{2} \frac{Y}{\tau}$  este factorul de scurtare al înfășurării. Lungimea axială  $m$  se poate calcula după relația :

$$m = \frac{Y}{2} \frac{b + d}{\sqrt{\tau^2 - (b + d)^2}},$$

în care  $Y$  este deschiderea bobinei,  $b$  — grosimea laturii de bobină izolată,  $d$  — distanța între capetele de bobină iar  $\tau_c$  — pasul mediu al creștăturii  $\tau_c = \frac{\pi(D \pm h)}{Z}$ ; [semnul (+) corespunde pentru stator, iar semnul (−) pentru rotor].

În tabela 1.2 sint date valorile permeanțelor specifice valabile atât la înfășurările din stator, cât și la cele din rotor; aceste valori au fost măsurate la mașini executate (v. [13], [5]).

Tabela 1.2

Permeanța specifică frontală  $\lambda_f$

Tipurile de înfășurări		Înfășurarea din stator	
		Într-un strat	În două straturi
Înfășurarea din rotor	Într-un strat	0,5	0,4...0,3
	În două straturi	0,4	0,3
	În colivie	0,35	0,25...0,15



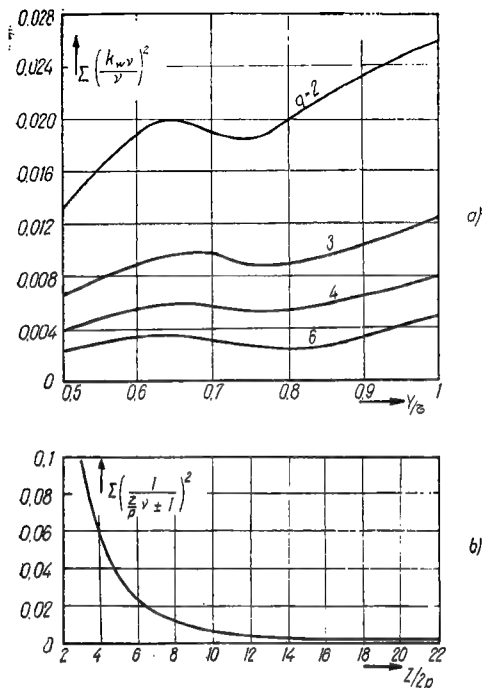


Fig. 1.14, *a* — Factorul  $\Sigma \left( \frac{k_{wv}}{v} \right)^2$  la înfășurările trifazate, *b* —  $\Sigma \frac{1}{\left( \frac{Z}{p}v \pm 1 \right)^2}$  la înfășurările în colivie.

**Inductivitatea de scăpări diferențiale.** La mașinile de curent alternativ, câmpul magnetic din întrefier nu este sinusoidal; diferența dintre fluxul magnetic rezultat și fluxul magnetic al fundamentalei câmpului magnetic reprezintă fluxul de scăpări diferențiale; inductivitatea de scăpări diferențiale corespunzătoare se calculează astfel:

$$L_{\sigma d} = 2\mu_0 \frac{\omega^2}{p} l_i \lambda_d, \quad (76)$$

iar permeanța specifică  $\lambda_d$  de scăpări diferențiale pentru înfășurarea  $m$ -fazată se calculează după relația:

$$\lambda_d = \frac{m}{\pi^2} \frac{\tau}{\delta} \sum \left( \frac{k_{wv}}{v} \right)^2, \quad (77)$$

în care:

- $v$  este ordinul armonicii ( $v > 1$ );
- $k_{wv}$  — factorul de înfășurare al armonicii  $v$ .

În figura 1.14, *a* este reprezentat factorul  $\Sigma \frac{k_{wv}^2}{v^2}$  pentru înfășurările trifazate în funcție de  $\frac{\gamma}{\tau}$  — deschiderea raportată a înfășurării, pentru

diferite valori ale parametrului  $q$  — numărul de creștături pe pol și fază; în figura 1.14,  $b$  este reprezentat același factor  $\Sigma \left( \frac{k_{wv}}{v} \right)^2 = \Sigma \frac{1}{\left( \frac{Z}{p} v \pm 1 \right)^2}$

pentru înfășurările în colivie.

**Inductivitatea de scăpări prin capetele dinților.** La mașinile de curent alternativ cu întrefier mare, fluxul de scăpări care se închide prin capetele dinților de la dinte la dinte reprezintă principalul flux de scăpări din întrefier și se calculează direct inductivitatea de scăpări corespunzătoare acestui flux. La mașinile de curent continuu, bobina care se află în procesul de comutație este înălțuită pe porțiunea dispusă în creștătură (pe lângă fluxul de scăpări în creștătură) și de fluxul de scăpări prin capetele dinților.

Inductivitatea de scăpări prin capetele dinților se calculează după o expresie asemănătoare cu (66):

$$L_{\sigma cd} = 0,8\pi \frac{\omega^2}{p q} l_i \lambda_z; \quad (78)$$

permeanța specifică de scăpări prin capetele dinților se calculează după cum urmează:

— la mașinile cu ambele armături creștate, permeanța specifică medie pentru armătura 2 are expresia (v. fig. 1.15,  $a$ )

$$\lambda_{z2} \approx \frac{[\tau_1 - 0,75(b_1 + b_2)]^2}{6 \tau_1 \delta}; \quad (79)$$

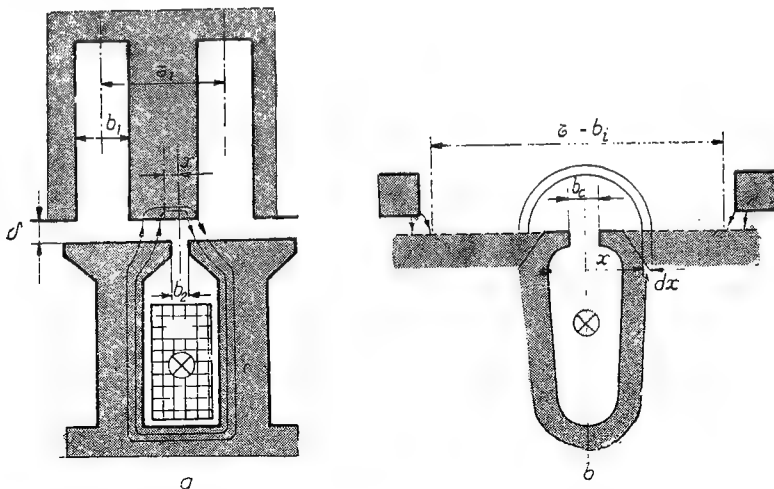


Fig. 1.15. Câmpul de scăpări prin capetele dinților:

$a$  — la mașina cu ambele armături creștate;  $b$  — la mașina de curent continuu fără poli de comutație.

— la mașinile cu o singură armătură crestată, permeanța specifică maximă este :

$$\lambda_{z\max} = \frac{b_i}{48}, \quad (80)$$

în care  $b_i$  este lungimea ideală a arcului polar;

— la mașinile de curent continuu, fără poli de comutație, se aproximează liniile de cîmp prin arce de cerc (v. fig. 1.15,  $b$ ) și

$$\lambda_z = \int_{\frac{b_c}{2}}^{\frac{\tau - b_i}{2}} \frac{dx}{\pi x} = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\tau - b_i}{b_c}. \quad (81)$$

La înfășurările în două straturi permeanța specifică rezultă prin înmulțirea permeanței determinate mai sus cu factorul  $\frac{1+g}{2}$ , în care  $g$  are expresia (71).

**c. Inductivitatea de scăpări la transformator.** Curenții de sarcină sau de scurtcircuit care parcurg înfășurările transformatorului produc cîmpul magnetic de scăpări ale cărui linii de cîmp se închid prin fereastra transformatorului.

În transformator se produce numai flux de scăpări, dacă tensiunea magnetomotoare de-a lungul unei linii închise prin miezul feromagnetic este nulă; prin urmare, din legea circuitului magnetic aplicată conturului închis  $\Gamma_u$  rezultă (cu sensurile solenațiilor adoptate în figura 1.16) :

$$\omega_1 i_1 - \omega_2 i_2 = 0. \quad (82)$$

Expresia de calcul a inductivității de scăpări în transformator se calculează din raportul fluxului de scăpări total la curentul prin înfășurarea la care se raportează.

Se consideră cazul uzual al unui transformator monofazat cu înfășurările cilindrice (fig. 1.16). Liniile de cîmp în aer se aproximează prin segmente de drepte paralele; se neglijează tensiunea magnetică în miezul feromagnetic. Prin aplicarea legii circuitului magnetic pentru un contur  $\Gamma_x$  (trasat cu linie întreruptă) la distanța  $x$  de bobină rezultă aproximativ :

$$H_{1x} l_x = \frac{\omega_1 i_1}{a_1} x \quad \text{pentru } 0 \leq x \leq a_1, \quad (83)$$

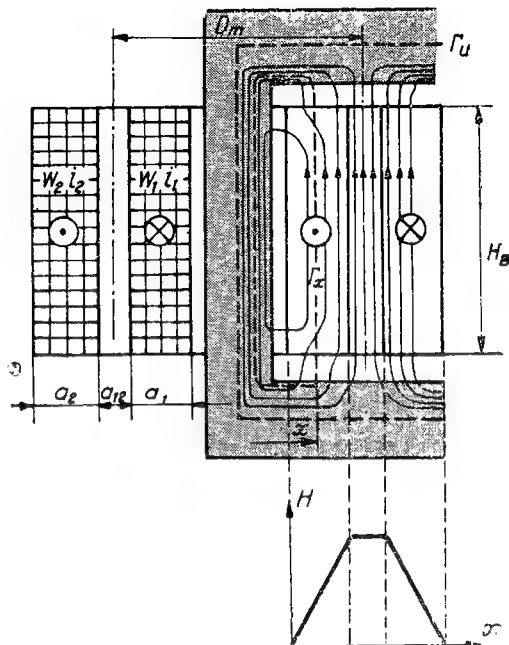
$$H_{12x} = \omega_1 i_1 \quad \text{pentru } a_1 \leq x \leq a_1 + a_{12}, \quad (84)$$

$$H_{2x} l_x = \omega_1 i_1 - \frac{\omega_2 i_2}{a_2} [x - (a_1 + a_{12})] \quad \text{pentru } a_1 + a_{12} \leq x \leq a_1 + a_{12} + a_2, \quad (85)$$

în care  $l_x$  este lungimea liniei de cîmp în aer la distanța  $x$ ; se consideră constantă lungimea liniei de cîmp în aer și se notează cu  $l_m$  valoarea medie a acesteia încît :

$$l_m = \frac{1}{k_R} H_B, \quad (86)$$

Fig. 1.16. Cîmpul magnetic de scăpări în transformator.



în care (v.[4])

$$k_R \approx 1 - \frac{a_1 + a_{12} + a_2}{\pi H_B} \quad (87)$$

este denumit factorul Rogowski și ține seama de lungimea medie reală a liniilor de cîmp.

Din relațiile (83), (84) și (85) cu lungimea medie  $l_m$  a liniei de cîmp, rezultă intensitățile cîmpului magnetic în zonele bobinelor, respectiv în canalul dintre bobine :

$$H_{1x} = \frac{w_1 i_1}{a_1} \frac{x}{l_m} \quad \text{pentru } 0 \leq x \leq a_1, \quad (88)$$

$$H_{12} = \frac{w_1 i_1}{l_m} \quad \text{pentru } 0 \leq x' \leq a_{12}, \quad (89)$$

$$H_{2x} = \frac{w_2 i_2}{a_2} \frac{x''}{l_m} \quad \text{pentru } 0 \leq x'' \leq a_2; \quad (90)$$

s-a considerat originea sistemului de coordonate în  $x = 0$  pentru relația (88), în  $x = a_1$  pentru relația (89) (de unde  $x' = x - a_1$ ) și în  $x = a_1 + a_{12} + a_2$  pentru (90) (de unde  $x'' = a_1 + a_{12} + a_2 - x$ ). În figura 1.16, jos, s-a reprezentat curba intensității cîmpului magnetic, în funcție de distanța  $x$ , considerată de la suprafața interioară a bobinei 1.

Fluxul magnetic total de scăpări este:

$$\Phi_{\sigma} = \int_0^{a_1} \mu_0 H_{1x} \frac{\omega_1}{a_1} x dA + \int_0^{a_{12}} \mu_0 H_{12} \omega_1 dA + \int_0^{a_2} \mu_0 H_{2x} \frac{\omega_2}{a_2} x'' dA. \quad (91)$$

Se consideră că elementul de arie  $dA$  are lățimea  $dx$  și lungimea constantă  $\pi D_m$ ; cu relațiile (88), (89), (90) și considerînd conform relației (82), solenația pentru bobina 2 egală cu solenația bobinei 1 (prin urmare, același număr de spire  $\omega_1$  și același curent  $i_1$ ) rezultă

$$\begin{aligned} \Phi_{\sigma} = & \int_0^{a_1} \mu_0 \frac{\omega_1^2 i_1}{a_1^2 l_m} x^2 \pi D_m dx + \int_0^{a_{12}} \mu_0 \frac{\omega_1 i_1}{l_m} \pi D_m dx' + \\ & + \int_0^{a_2} \mu_0 \frac{\omega_1 i_1}{\omega_2 l_m} x''^2 \pi D_m dx''; \end{aligned} \quad (92)$$

prin integrare rezultă :

$$\Phi_{\sigma} = \mu_0 \frac{\omega_1^2}{l_m} \pi D_m \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) i_1. \quad (93)$$

Inductivitatea de scăpări a înfășurărilor, raportată la înfășurarea 1 și considerînd pe  $l_m$  din relația (86), este :

$$L_{\sigma} \equiv \frac{\Phi_{\sigma}}{i_1} = \mu_0 \omega_1^2 \frac{\pi D_m}{H_B} k_R \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right). \quad (94)$$

### 1.3.3. Pierderile în mașinile și transformatoarele electrice

La transformarea energiei dintr-o formă în alta, o parte din puterea primită se transformă în pierderi, din care o parte principală sub formă de căldură.

În părțile active ale mașinii se produc pierderi principale și pierderi suplimentare, și anume :

— pierderile principale se produc în miezul feromagnetic (datorită fluxului principal variabil în timp) și în înfășurări (prin efect Joule, datorită curentului); pierderile principale se pot micșora atît prin alegerea unor valori mai reduse pentru solicitările magnetice (inducția magnetică) și electrice (densitatea de curent), crescînd corespunzător volumul mașinii sau al transformatorului, cit și prin utilizarea unor materiale cu caracteristici superioare (cu pierderi specifice reduse);

— pierderile suplimentare se produc în miezul feromagnetic datorită armonicilor din curba cîmpului magnetic din întrefier, iar în înfășurări datorită refulării curentului provocată de cîmpul electric indus de cîmpul magnetic din zona conductorului; pierderile suplimentare în părțile active se pot micșora prin alegerea unor tipuri constructive adecvate. Pentru reducerea armonicilor cîmpului magnetic la mașinile cu întrefier constant se execută înfășurări

repartizate, cu pas scurtat și dispuse eventual în creștături înclinate; la mașinile cu polii ieșiți, piesele polare sau polii inductori sînt lamelați, iar lărgimea întrefierului este variabilă. Pentru reducerea refulării curentului alternativ în conductoare se adoptă divizarea și transpunerea conductoarelor, atît la mașinile electrice, cît și la transformatoare.

Într-o mașină electrică se mai produc pierderi și în părțile inactive, și anume:

- pierderi electrice de contact la colector sau la inele;
- pierderi mecanice de frecare și de ventilație;
- pierderi electrice produse de fluxurile de scăpări în piesele masive de consolidare.

### 1.3.3.1. Pierderile principale în miezul feromagnetic

În miezul feromagnetic dispus în cîmpul magnetic variabil în timp — supus la o magnetizare ciclică — sau care se mișcă într-un cîmp magnetic constant — supus la o magnetizare învîrtitoare — se produc pierderi prin histerezis și curenți turbionari.

a. **Pierderile prin histerezis.** La magnetizarea ciclică (alternativă) a miezului, amplitudinea cîmpului magnetic din miez variază în timp, însă orientarea cîmpului rămîne constantă (fig. 1.17, a).

La magnetizarea rotitoare a miezului, amplitudinea cîmpului magnetic din miez rămîne constantă, însă orientarea cîmpului variază o dată cu mișcarea armăturii în cîmp (fig. 1.17, b). La valorile inducțiilor magnetice întîlnite în mașinile electrice pierderile specifice prin histerezis sînt mai mari la magnetizarea rotitoare de aproximativ  $k_H = 1,8$  ori decît la magnetizarea alternativă.

Pierderile specifice (în unitatea de masă a miezului feromagnetic) prin histerezis la magnetizarea alternativă depind de inducția magnetică  $B$  și frecvența  $f$  a cîmpului magnetic, după relația stabilită experimental de Steinmetz:

$$p_H = \eta f B^{1,6}, \quad (95)$$

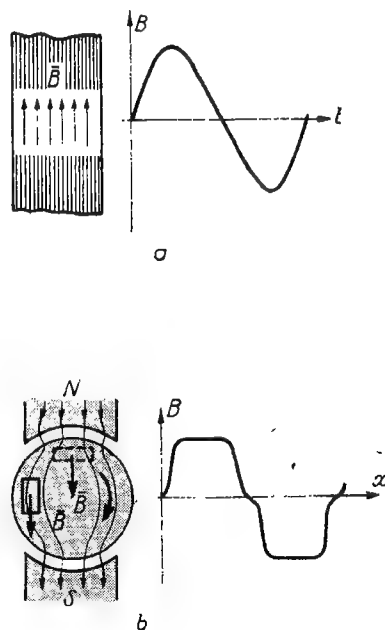


Fig. 1.17. Miezul feromagnetic în cîmp magnetic:

a — miezul fix în cîmpul magnetic variabil în timp; b — miezul mobil în cîmpul magnetic constant în timp și variabil în spațiu.

în care factorul  $\eta$  se determină experimental pentru fiecare sort de material feromagnetic; în proiectarea mașinilor electrice se utilizează relația :

$$p_H = f(aB + bB^2), \quad (96)$$

în care  $a$  și  $b$  se determină experimental pentru fiecare sort de material feromagnetic.

La valori mari ale inducției magnetice, de ordinul celor din regimul nominal al mașinilor electrice, se poate reține numai ultimul termen din paranteza de mai sus, iar expresia de calcul pierderilor prin histeresis devine :

$$p_H = \sigma_H f B^2, \quad (97)$$

în care  $\sigma_H \equiv b$  se determină experimental.

**b. Pierderile prin curenți turbionari.** Într-o tolă de grosime  $\Delta$  și rezistivitate  $\rho$  (fig. 1.18), dispusă într-un câmp magnetic  $B(t)$  sinusoidal în timp și uniform în spațiu cu suprafața plană paralelă la liniile de câmp, se induce un câmp electric și se produc pierderi Joule datorită curenților turbionari din tolă; pierderile specifice prin curenți turbionari  $p_F$  în unitatea de masă sint :

$$p_F = \frac{1}{\gamma \Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \rho J^2(x) dx, \quad (98)$$

în care  $\gamma$  este densitatea materialului.

Densitatea de curent  $J(x)$  rezultă din legea lui Ohm :

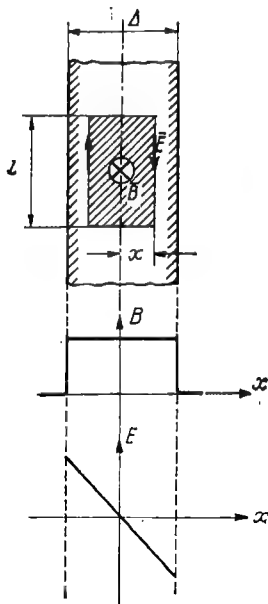
$$J(x) = \frac{E(x)}{\rho}, \quad (99)$$

iar intensitatea câmpului electric rezultă prin aplicarea legii inducției electromagnetice, conturului la distanța  $x$ , care delimitează suprafața hașurată din figura 1.18; în câmpul magnetic uniform în spațiu și sinusoidal în timp, valoarea efectivă a intensității câmpului electric este :

$$E(x) = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} Bx, \quad (100)$$

Fig. 1.18. Tolă în câmpul magnetic uniform variabil în timp.

în care  $B$  este valoarea maximă a inducției magnetice; în figura 1.18 s-a reprezentat și curba câmpului magnetic, precum și curba câmpului electric respectiv



a densității de curent în funcție de  $x$ . Înlocuind pe  $J(x)$ , respectiv pe  $E(x)$ , în relația (98), se obțin :

$$p_F = \frac{1}{\gamma \Delta} \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} \rho \left( \frac{2\pi f B}{\sqrt{2} \rho} \right)^2 x^2 dx, \quad (101)$$

de unde

$$p_F = \frac{\pi^2 f^2 B^2 \Delta^2}{6 \rho \gamma}; \quad (102)$$

prin urmare, se poate scrie pentru o tolă de grosime  $\Delta$  dată :

$$p_F = \sigma_F f^2 B^2, \quad (103)$$

în care  $\sigma_F = \frac{\pi^2 \Delta^2}{6 \rho \gamma}$  este un factor care se determină experimental.

c. **Calculul pierderilor principale în miez.** Pierderile principale specifice în miez sînt :

$$p_m = p_H + p_F, \quad (104)$$

în care  $p_H$  și  $p_F$  au expresiile (97) și (103). Prin urmare,

$$p_m = (\sigma_H f + \sigma_F f^2) B^2. \quad (105)$$

Pentru tolele utilizate în construcția mașinilor și transformatoarelor electrice, valorile factorilor  $\sigma_H$  și  $\sigma_F$ , precum și factorul  $p_{c1} = \sigma_H f + \sigma_F f^2$  sînt prezentate în tabela 1.3 și anexa 1.

Tabela 1.3

Pierderile specifice în tabla silicioasă

Sortul materialului	$\Delta$ mm	$\sigma_H$	$\sigma_F$	$\sigma_H f + \sigma_F f^2 = p_{c1}$ , pentru $f = 50$ Hz
Tolă slab sau normal aliată	1	$4,4 \times 10^{-2}$	$22,4 \times 10^{-4}$	7,8
	0,5	4,4	5,6	3,6
	0,35	4,7	3,2	3,15
Tolă puternică aliată	0,5	3,0	1,2	1,8
	0,35	2,4	0,6	1,35
Tolă laminate la rece în cîmp magnetic	0,35	—	—	0,48

După ștanțare, tolele prezintă bavuri și o ecruisare în zona vecină secțiunii de tăiere. Bavarile provoacă scurtcircuite între tole și o creștere a pierderilor prin curenți turbionari; datorită ecruisării parțiale a tolelor, cresc pierderile prin histerezis.



De creșterea pierderilor principale datorită prelucrării se ține seama prin introducerea unor factori de majorare a pierderilor specifice; pierderile specifice în dinți (indicele  $z$ ) respectiv în jug (indicele  $j$ ) se calculează cu relația :

$$p_{z,j} = (\sigma_H f k_{z,jH} + \sigma_F f^2 k_{z,jF}) B^2 \quad \text{W/kg}, \quad (106)$$

în care factorii  $k$  au valorile uzuale următoare :

— la *mașinile sincrone* sau *asincrone* cresc îndeosebi pierderile în dinți și experimental s-a determinat pentru factorul de majorare prin histerezis, valoarea  $k_{zH} = 1,2$ , iar pentru factorul de majorare prin curenți turbionari, valoarea  $k_{zF} = 1,5$ ;

— la *mașinile de curent continuu* s-a determinat experimental pentru factorul de majorare a pierderilor în dinți prin histerezis, valoarea  $k_{zH} = 1,2$ ; pentru factorul de majorare a pierderilor în dinți prin curenți turbionari, valoarea  $k_{zF} = 3$ ;

pentru factorul de majorare a pierderilor în jugul indusului, datorită prelucrării, magnetizării rotitoare și repartiției neuniforme a cîmpului, valoarea  $k_{jH} = k_{jF} = 2,4$ .

Pierderile în miezul feromagnetic sînt egale cu produsul dintre pierderile specifice și masa armăturii; se calculează separat pierderile în fiecare zonă în care inducția magnetică este constantă.

În mașinile electrice se produc pierderi principale în dinții și în jugul indusului; valoarea lor se calculează după relația :

$$P_m = p_z G_z + p_j G_j, \quad (107)$$

în care  $G_z$  și  $G_j$  sînt masele dinților și jugului indusului, iar  $p_z$  și  $p_j$  pierderile specifice corespunzătoare inducției magnetice și frecvenței din zona respectivă.

În transformator se produc pierderi principale în coloane și în jug; valoarea lor se calculează după relația :

$$P_m = p_c G_c + p_j G_j, \quad (108)$$

în care  $G_c$  și  $G_j$  sînt masele coloanelor și jugului transformatorului, iar  $p_c$  și  $p_j$  pierderile specifice corespunzătoare.

### 1.3.3.2. Pierderile suplimentare în miezul mașinilor electrice

În miezul feromagnetic al mașinilor electrice se produc pierderi suplimentare localizate în piesele polare și în dinți.

a. **Pierderile de suprafață.** În piesele polare ale polilor inductori ai mașinilor electrice se induce t.e.m. și se produc curenți turbionari, datorită variației cîmpului magnetic din întrefierul mașinii; cîmpul magnetic într-un punct al piesei polare variază datorită prezenței creștăturilor în armătura vecină (v. 1.1, *a* și *b*), între o valoare maximă  $B_{max}$ , cînd se află în axa capătului de

dinte opus, și o valoare minimă  $B_{min}$ , când se află în axa deschiderii creștăturii. Amplitudinea oscilației cimpului (v. fig. 1.5) este :

$$B_0 = \frac{1}{2} (B_{\delta max} - B_{\delta min}) \quad (109)$$

și din relațiile (6) și (7), considerind  $\tau_c = b'_c$ , rezultă :

$$B_0 = (k_C - 1) B_{\delta}, \quad (110)$$

în care  $k_C$  este factorul Carter al armăturii crestate [v. relațiile (9) și (10)]. Expresia pierderilor specifice de suprafață este :

$$p_o = k_o \left( \frac{Zn}{10^4} \right)^{1.5} \left( \frac{B_0 \tau_c}{10^3} \right)^2 \text{ W/m}^2 \quad (111)$$

în care :

$f = \frac{Zn}{60}$  este frecvența de pulsație a cimpului magnetic ( $Z$  — numărul

creștăturilor, iar  $n$  este turația, în rot/min);

$\tau_c$  — pasul creștăturilor, în cm;

$B_0$  — amplitudinea oscilației cimpului, în Gs.

În cazul repartiției sinusoidale a cimpului de-a lungul unui pas de creștătură factorul  $k_o$  s-a determinat experimental și are cu unitățile de măsură din relația (111) următoarele valori :

- pentru piese polare masive din oțel forjat  $k_o = 23,3$ ;
- pentru piese polare masive din fontă  $k_o = 17,5$ ;
- pentru piese polare din tole de 1 mm grosime  $k_o = 2$ .

**b. Pierderile de pulsație în dinți.** În dinții armăturilor crestate (fig. 1.19) ale mașinilor electrice se produc pierderi de pulsație datorită oscilațiilor cimpului magnetic între o valoare maximă, când axa dintelui dintr-o armătură coincide cu axa dintelui din armătura vecină (fig. 1.19, *a*) și o valoare minimă când axa dintelui considerat coincide cu axa creștăturii din armătura vecină (fig. 1.19, *b*); frecvența oscilațiilor cimpului magnetic în dinții armăturii 1 depinde de numărul de dinți  $Z_2$  ai armăturii 2 și turația  $n$  a unei armături față de cealaltă.

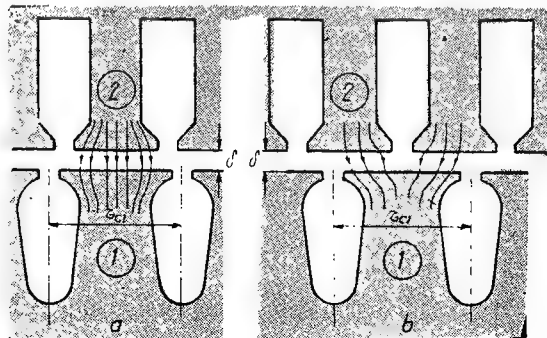


Fig. 1.19. Pozițiile caracteristice ale armăturilor crestate.

Expresia pierderilor specifice de pulsație în dinții armăturii 1 este :

$$p_p = 0,14 \left[ \frac{Z_2 n}{10^4} \frac{B_{p1}}{10^3} \right]^2 \text{ W/kg}, \quad (112)$$

în care :

$$B_{p1} = \frac{\gamma_2 \delta k_C}{2\tau_{c1}} B_{z \text{ med } 1}, \quad (113)$$

cu  $\gamma_2$  definit de relația (10),  $k_C = k_{C1} \cdot k_{C2}$  — produsul factorilor Carter ai celor două armături,  $\tau_{c1}$  — pasul creștăturilor din armătura 1, în cm,  $\delta$  — lărgimea întrefierului, în cm și  $B_{z \text{ med } 1}$  — valoarea medie a inducției magnetice în armătura 1, măsurată în Gs.

În relația (112) inducția magnetică  $B_{p1}$  se exprimă în Gs, iar turația  $n$  în rot/min.

c. Pierderile suplimentare în miezul mașinilor electrice se calculează cu expresia :

$$P_m = 2pl_m b_m p_o + G_z p_p, \quad (114)$$

în care  $2p$  este numărul de poli,  $l_m$  și  $b_m$  sînt lungimea netă (fără izolația dintre tole) și lățimea piesei polare, iar  $G_z$  masa dinților în care se produc pierderi de pulsație.

### 1.3.3.3. Pierderile în înfășurări

a. **Pierderile principale în înfășurări.** În înfășurările parcurse de curenți se produc pierderi Joule; pierderile din înfășurări produse de curentul de valoare efectivă  $I$  într-o înfășurare avînd în curent continuu rezistența  $R$  sînt date de expresia

$$P_J = RI^2 \quad (115)$$

și reprezintă pierderile principale în înfășurări.

În cazul conductoarelor filiforme, în care densitatea de curent este constantă, rezistența  $R$  în curent continuu, a unei înfășurări cu  $\omega$  spire,  $c$  căi de curent,  $s_c$  — aria secțiunii conductorului elementar și  $l_w$  — lungimea medie a unei spire este

$$R = \rho \frac{l_w \omega}{c s_c}; \quad (116)$$

rezistența unei înfășurări tip indus de curent continuu cu  $N$  conductoare,  $2a$  — căi de curent,  $\frac{l_w}{2}$  — lungimea medie a unui conductor, este

$$R = \rho \frac{l_w \cdot N}{2 (2a)^2 s_c}. \quad (117)$$

Rezistențele înfășurărilor se calculează în mod obișnuit la temperatura de 75°C. Rezistivitatea  $\rho$  variază cu temperatura, după relația :

$$\rho_{\theta} = \rho_{20} [1 + \alpha (\theta - 20)]. \quad (110)$$

în care  $\rho_{20}$  este rezistivitatea la 20°C,  $\alpha$  — coeficientul de temperatură, iar  $\theta$  — temperatura conductorului.

Valorile rezistivității  $\rho$  (la 20°C, respectiv la 75°C), coeficientului de temperatură  $\alpha$ , densității de masă  $\gamma$  și rezistenței la întindere  $\sigma$ , pentru cupru electrotehnic, aluminiu și alamă sînt cuprinse în tabela 1.4.

Tabela 1.4

Caracteristicile fizice ale materialelor conductoare utilizate în construcția înfășurărilor

Materialul conductorului	Rezistivitatea $\rho_{20}$ $\Omega \text{mm}^2/\text{m}$	Coeficientul de temperatură $\alpha$ 1/°C	Densitatea $\gamma$ kg/dm <sup>3</sup>	Rezistivitatea $\rho_{75}$ $\Omega \text{mm}^2/\text{m}$	Rezistența la întindere $\sigma$ N/mm <sup>2</sup>
Cupru electrotehnic	0,01784 0,01724	3,81.10 <sup>-3</sup> 3,93.10 <sup>-3</sup>	8,89	0,0215	210 la Cu moale 450 la Cu dur
Aluminiu	0,031	3,7.10 <sup>-3</sup>	2,70	0,0365	70...110 la Al moale 150...230 la Al dur
Alamă	0,0645	1,5		0,07	

Pierderile principale se mai pot determina din relația :

$$P_J = \int_{V_c} \rho J^2 dv, \quad (118)$$

$V_c$  fiind volumul conductorului înfășurării; dacă densitatea de curent  $J$  este constantă, pierderile principale sînt date de relația

$$P_J = \rho J^2 V_c. \quad (119)$$

**b. Pierderile suplimentare în înfășurările parcurse de curenți alternativi.** În înfășurările parcurse de curenți alternativi, tensiunile electromotoare induse de fluxurile de scăpări provoacă curenți de circulație suplimentari, care se însumează la curentul principal din înfășurare.

*Refularea curentului într-o bară conductoare dispusă în creștătura unei mașini electrice.* Fie un conductor dreptunghiular de înălțime  $h$  și grosime  $b$  așezat într-o creștătură cu pereții paraleli de lărgime  $b_c$  (fig. 1.20, a) și parcurs de curentul alternativ  $i$  sinusoidal în timp; cîmpul magnetic de scăpări produs de curentul  $i$ , induce în conductor un cîmp electric. În conductor se produc curenți turbionari. Densitatea de curent rezultantă  $J_a$  este mai mare în partea superioară a conductorului dinspre exteriorul creștăturii și mai redusă în partea inferioară (fig. 1.20, b), producîndu-se o refulare a curentului spre suprafața conductorului dinspre deschiderea creștăturii.

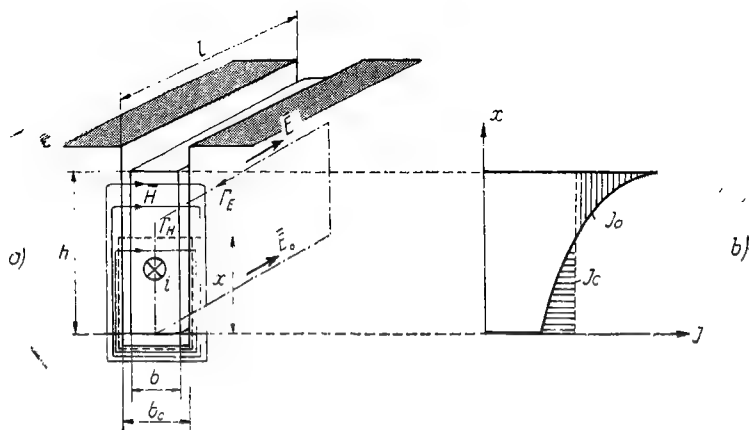


Fig. 1.20. Refularea curentului alternativ în conductorul așezat în creștătură :

a — conductorul așezat în creștătură; b — densitățile de curent ( $J_c$  — în curent continuu;  $J_a$  — în curent alternativ).

Refularea curentului are ca urmare :

- creșterea pierderilor în curent alternativ;
- micșorarea cîmpului de scăpări în creștătură și, prin urmare, a induc-tivității de scăpări în creștătură.

Raportul dintre pierderile Joule în curent alternativ  $P_{Ja}$  și pierderile Joule în curent continuu  $P_{Jc}$ , egal cu raportul rezistențelor înfășurării în curent alternativ  $R_a$  și în curent continuu  $R_c$ , este denumit *factor de majorare a rezis-tenței* și se notează cu  $k_r$ ; prin urmare,

$$k_r = \frac{P_{Ja}}{P_{Jc}} \equiv \frac{R_a}{R_c}. \quad (120)$$

Pierderile suplimentare în conductor sînt :

$$P_{Js} = P_{Ja} - P_{Jc}, \quad (121a)$$

sau, cu relația (120)

$$P_{Js} = (k_r - 1) P_{Jc}. \quad (121)$$

Factorul de majorare total  $k_{rt}$  în ipoteza că refularea curentului este neglijabilă în partea frontală a bobinei, este :

$$k_{rt} = \frac{k_r l_c + l_f}{l_c + l_f} = \frac{k_r + \lambda}{1 + \lambda} \quad (122)$$

în care  $l_c$  și  $l_f$  sînt lungimile porțiunilor de conductor din creștătură, respectiv frontală, iar  $\lambda = l_f / l_c$ .

Pentru calculul factorului de majorare a rezistenței, trebuie să se determine cîmpul densității de curent rezultante. Din legea circuitului magnetic aplicată pentru un contur  $\Gamma_H$  care trece la distanța  $x$  de la baza conductorului și pe la baza creștăturii (fig. 1.20, *a*), cu neglijarea tensiunii magnetice în miezul feromagnetic, rezultă :

$$Hb_c = \int_0^x Jb \, dx, \quad (123)$$

$H$  și  $J$  fiind funcții de  $x$  și  $t$ .

Din legea inducției electromagnetice aplicată pentru un contur închis  $\Gamma_E$ , care se închide în lungul conductorului (v. fig. 1.20, *a*) la distanța  $x$  de la baza conductorului și neglijînd tensiunea electrică în porțiunile frontale, rezultă :

$$-El + E_0l = -\frac{d}{dt} \int_0^x Bl \, dx, \quad (124)$$

$E$  și  $B$  fiind funcții de  $x$  și  $t$ .

Ecuatiile (123) și (124), împreună cu legea lui Ohm

$$E = \rho J \quad (125)$$

și legea dependenței dintre  $H$  și  $B$  scrisă pentru spațiul creștăturii în care permeabilitate este  $\mu_0$

$$B = \mu_0 H \quad (126)$$

formează un sistem de patru ecuații cu necunoscutele  $E$ ,  $J$ ,  $H$  și  $B$ .

Derivînd ambii membri ai ecuațiilor (123) și (124) în raport cu  $x$  și considerînd relațiile (125) și (126) se obține :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = \frac{b}{b_c} J, \quad (127)$$

$$\frac{\partial J}{\partial x} = \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial H}{\partial t}, \quad (128)$$

În regim armonic,  $H$  variază sinusoidal în timp și prin aplicarea calculului în complex, rezultă următorul sistem de ecuații diferențiale :

$$\frac{dH}{dx} = \frac{b}{b_c} \underline{J}, \quad (129)$$

$$\frac{d\underline{J}}{dx} = j\omega \frac{\mu_0}{\rho} \underline{H}, \quad (130)$$

cu condițiile la limită :

$$\underline{H}(0) = 0, \quad (131)$$

$$\int_0^h b \underline{J} dx = \underline{I},$$

în care  $\underline{I}$  este curentul  $i$  exprimat în complex.

Derivind ecuația (130) în raport cu  $x$  și ținând seama de ecuația (129), rezultă pentru  $\underline{J}$  ecuația diferențială :

$$\frac{d^2 \underline{J}}{dx^2} = j\omega \mu_0 \frac{1}{\rho} \frac{b}{b_c} \underline{J}, \quad (132)$$

cu soluția

$$\underline{J} = \underline{I} \gamma \frac{\operatorname{ch} \gamma x}{b \operatorname{sh} \gamma h}, \quad (133)$$

în care :

$$\gamma = \sqrt{j \frac{b}{b_c} \frac{\omega \mu_0}{\rho}}. \quad (134)$$

Constanta complexă  $\gamma$  se mai poate scrie sub forma :

$$\gamma = (1 + j) \alpha, \quad (135)$$

în care :

$$\alpha = \sqrt{\frac{b}{b_c} \frac{\omega \mu_0}{2\rho}}. \quad (136)$$

În cazul conductoarelor de cupru, pentru  $b_c \approx \bar{b}$  și  $f = 50$  Hz și  $\rho \approx 0,02 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ , rezultă  $\alpha = 1 \text{ cm}^{-1}$ .

Pierderile în porțiunea de conductor așezată în creștătură, produse de curentul sinusoidal  $i$  sînt :

$$P_{Ja} = \int_0^h \rho J^2 b l dx = \int_0^h \rho \underline{J} \underline{J}^* b l dx. \quad (137)$$

Introducînd pe  $\underline{J}$  din relația (133) în relația (137) și ținînd seama de relația (135), rezultă :

$$P_{Ja} = \rho \frac{l^2 l}{hb} \alpha h \frac{\operatorname{sh} 2\alpha h + \sin 2\alpha h}{\operatorname{ch} 2\alpha h - \cos 2\alpha h}. \quad (138)$$

Deoarece pierderile în curent continuu în porțiunea de conductor dispusă în creștătură și parcursă de curentul  $\underline{I}$ , repartizat uniform, sînt date de expresia :

$$P_{Jc} = \rho \frac{l}{hb} I^2 \quad (139)$$

rezultă pentru factorul de majorare  $k_r$ , [relația (120)] expresia

$$k_r = \varphi(\xi). \quad (140)$$

în care  $\varphi(\xi) = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}$ , iar  $\xi = \alpha h$ . (141), (142)

Pentru  $0 \leq \xi \leq 1$  rezultă aproximativ  $\varphi(\xi) = 1 + \frac{4}{45} \xi^4$ , (143)

iar pentru  $\xi > 2$  rezultă  $\varphi(\xi) = \xi$ . (144)

Refularea curentului într-o latură de bobină cu conductoare dreptunghiulare și dispusă în creștătura cu pereții paraleli (fig. 1.21). În cazul uzual cînd latura de bobină este formată din  $m$  conductoare suprapuse, fiecare strat avînd  $n$  conductoare alăturate, fiecare conductor fiind parcurs de același curent, factorul mediu de majorare a rezistenței este:

$$k_{rc} = \varphi(\xi) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi), \quad (145)$$

în care  $\varphi(\xi)$  este dată de relația (141), iar  $\psi(\xi)$  este funcția:

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{\operatorname{sh} \xi - \sin \xi}{\operatorname{ch} \xi + \cos \xi}; \quad (146)$$

pentru  $0 \leq \xi \leq 1$  rezultă:  $\psi(\xi) \approx \frac{1}{3} \xi^4$ , (146a)

iar pentru  $\xi > 2$  rezultă:  $\psi(\xi) \approx 2\xi$ . (146b)

În acest caz  $\alpha = \sqrt{\frac{\pi b}{b_c} \frac{\omega \mu_0}{2\rho}}$ ,  $b$  fiind grosimea conductorului neizolat.

Pentru  $0 \leq \xi \leq 1$  factorul de majorare a rezistenței laturii de bobină cu conductoare dreptunghiulare este:

$$k_{rc} = 1 + \frac{m^2 - 0,2}{9} \xi^4; \quad (145 \text{ a})$$

pentru latura de bobină cu conductoare circulare, factorul  $\xi$  din relația (142) se calculează substituind înălțimea  $h$  cu diametrul  $d$  al conductorului; factorul  $k_{rc}$  este dat, în acest caz, de expresia:

$$k_{rc} = 1 + \frac{m^2 - 0,2}{15,25} \xi^4. \quad (145 \text{ b})$$

*Înălțimea critică a conductorului.* Deoarece factorul de majorare  $k_r$  crește cu înălțimea conductorului, rezultă că la o anumită înălțime a conductorului, denumită *înălțime critică*, rezistența conductorului în curent alternativ atinge valoarea minimă. Majorînd înălțimea conductorului peste înălțimea sa critică, rezistența în curent alternativ crește, fiindcă factorul de majorare crește mai repede decît scade rezistența în curent continuu a conductorului.

Înălțimea critică a conductorului este:

$$h_{cr} = \frac{1,5}{\alpha} \quad \text{pentru } m = 1,$$

$$h_{cr} = \frac{1,32}{\alpha \sqrt{m}} \quad \text{pentru } m \geq 2.$$

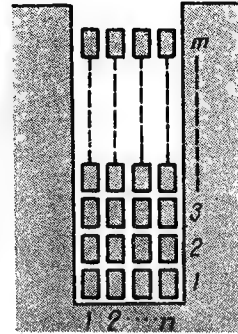


Fig. 1.21. Secțiune transversală prin latura de bobină cu  $m \times n$  conductoare așezată în creștătură.



Pentru conductoare din cupru ( $\rho \approx 0,02 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ ) și presupunind  $nb/b_c = 0,8$ , respectiv 1, înălțimile critice ale conductoarelor în cm la frecvența  $f = 50\text{Hz}$  sînt date în tabelă 1.5.

Tabela 1.5

Înălțimea critică a conductoarelor  $h_{cr}$  cm

$m =$	1	2	3	4	5
$\frac{nb}{b_c} = 0,8$	1,7	1,05	0,85	0,74	0,66
$\frac{nb}{b_c} = 1$	1,5	0,93	0,76	0,66	0,59

La mașinile de puteri mari se divizează conductorul înfășurării, iar conductoarele elementare se transpun pentru a rezulta o valoare redusă a factorului de majorare a rezistenței; transpunerea conductoarelor este necesară pentru a rezulta aceeași reactanță de scăpări pentru fiecare conductor în parte.

*Factorul de majorare a rezistenței la înfășurările tip indus de curent continuu.* Curentul  $i$ , printr-o bobină a indusului mașinii de curent continuu este alternativ (fig. 1.22); considerînd o comutație liniară a curentului în perioada de comutație  $T_k$ , curentul variază după o dreaptă.

Pentru calculul pierderilor suplimentare în înfășurare, se descompune curba curentului în armonici; pierderile suplimentare produse de armonica  $v$  sînt :

$$P_{jsv} = (k_{rv} - 1)RI_v^2, \quad (147)$$

$k_{rv}$  fiind factorul de majorare a rezistenței, corespunzător armonicii  $v$ . Pierderile suplimentare totale sînt :

$$P_{js} = R \sum_{v=1}^{\infty} (k_{rv} - 1)I_v^2, \quad (147a)$$

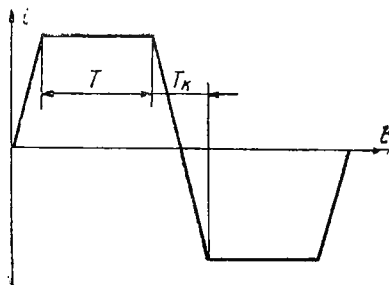


Fig. 1.22. Curba curentului printr-o bobină a indusului mașinii de curent continuu.

iar factorul de majorare a rezistenței pentru curentul total  $I$  corespunzător porțiunii de conductor așezată în creștătură este :

$$k_r \equiv \frac{RI^2 + P_{Js}}{RI^2} = 1 + \sum_{v=1}^{\infty} (k_{rv} - 1) \left( \frac{I_v}{I_1} \right)^2. \quad (147b)$$

Prin efectuarea sumei din partea dreaptă a relației (147, b) rezultă pentru factorul total de majorare a rezistenței, expresia

$$k_r = 1 + \frac{0,07}{1 + \lambda} \sqrt{\frac{T_1 + T_k}{T_k}} m^2 \xi^2, \quad (148)$$

în care  $\lambda = \frac{l_f}{l_c}$  este raportul dintre lungimea frontală a conductorului și lungimea porțiunii de conductor din creștătură; raportul de sub radical poate fi exprimat astfel :

$$\frac{T_1 + T_k}{T_k} = \frac{\tau_k}{b_{pe} + (u - 1) t_k},$$

în care  $b_{pe}$  este lățimea periei,  $t_k$  — pasul lamelei la colector,  $\tau_k$  — pasul polar raportat la colector  $\left( \tau_k = \tau \frac{D_k}{D} \right)$ ,  $D_k$  fiind diametrul colectorului, iar  $u$  — numărul de bobine elementare pe creștătură.

*Factorul de micșorare a permeanței specifice de scăpări în creștătură.* Datorită refulării curentului în conductorul parcurs de curent alternativ și așezat în creștătura unei mașini electrice, fluxul magnetic de scăpări se micșorează.

Factorul de micșorare a permeanței specifice de scăpări în creștătură este egal cu raportul permeanțelor specifice în curent alternativ  $\lambda_{ca}$  și în curent continuu  $\lambda_{cc}$  :

$$k_L = \frac{\lambda_{ca}}{\lambda_{cc}}, \quad (149a)$$

sau în concordanță cu relația (62).

$$k_L = \frac{\mu_0 \omega_b^2 l_i \lambda_{ca}}{\mu_0 \omega_b^2 l_i \lambda_{cc}} \frac{I^2}{I^2} = \frac{W_{ma}}{W_{mc}}, \quad (149b)$$

în care

$$W_{ma} = \frac{1}{2} \mu_0 \omega_b^2 l_i \lambda_{ca} I^2$$

este energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări din creștătură din zona de înălțime egală cu înălțimea conductorului parcurs de curentul alternativ, iar

$$W_{mc} = \frac{1}{2} \mu_0 \omega_b^2 l_i \lambda_{cc} I^2$$

este energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări în creștătură (din aceeași zonă), cînd conductorul este parcurs de curent continuu (fig. 1.12, *a*).

Cîmpul magnetic de scăpări în creștătură în zona conductorului rezultă din relația (130) în care se introduce termenul  $dJ/dx$  [care se obține prin derivarea relației (133)]:

$$\underline{H}_{ax} = \frac{I}{b_c} \frac{\text{sh } \gamma x}{\text{sh } \gamma h} \quad \text{pentru } 0 \leq x \leq h.$$

Energia magnetică rezultă din relația:

$$W_m = \frac{1}{2} \mu_0 \int_0^h H_x^2 l_i b_c dx.$$

Prin înlocuirea cîmpului  $H_x = H_{ax}$  din relația precedentă, rezultă energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări cînd conductorul este parcurs de curent alternativ:

$$W_{ma} = \frac{1}{2} \mu_0 \int_0^h \underline{H}_{ax} \underline{H}_{ax}^* l_i b_c dx = \frac{1}{2} \mu_0 l_i \frac{I^2}{b_c} \frac{1}{2\alpha} \frac{\text{sh } 2\xi - \sin 2\xi}{\text{ch } 2\xi - \cos 2\xi}$$

cu  $H_{ax}^*$  — conjugata complexă a lui  $\underline{H}_{ax}$ , iar  $\gamma$ ,  $\alpha$  și  $\xi$  definiți de relațiile (135), (136) respectiv (142).

Prin înlocuirea cîmpului  $H_x$  dat de relația (58) (cu  $w_b = 1$ ) în relația energiei magnetice, rezultă energia magnetică înmagazinată în cîmpul de scăpări cînd conductorul este parcurs de curent continuu:

$$W_{mc} = \frac{1}{2} \mu_0 l_i \frac{h}{3b_c} I^2.$$

Factorul de micșorare a inductivității conductorului așezat în creștătură (fig. 1.12, *a*) devine:

$$k_L = \frac{W_{ma}}{W_{mc}} = \frac{3}{2\xi} \frac{\text{sh } 2\xi - \sin 2\xi}{\text{ch } 2\xi - \cos 2\xi} = \varphi'(\xi). \quad (150)$$

Pentru  $0 \leq \xi \leq 1,32$ , relația (150) devine:

$$\varphi'(\xi) = 1 - \frac{8}{315} \xi^4. \quad (150a)$$

În cazul în care latura de bobină este formată din  $m$  conductoare suprapuse, pe strat fiind dispuse  $n$  conductoare alăturate și fiecare conductor fiind parcurs de același curent, factorul mediu de micșorare a permeanței specifice de scăpări în creștătură este:

$$k_L = \frac{1}{m^2} [\varphi'(\xi) + (m^2 - 1) \psi'(\xi)], \quad (151)$$

în care:

$$\psi'(\xi) = \frac{1}{\xi} \frac{\text{sh } \xi + \sin \xi}{\text{ch } \xi + \cos \xi}.$$

Pentru  $0 \leq \xi \leq 1,32$ , rezultă aproximativ:

$$k_L = 1 - \frac{\xi^4}{30}. \quad (151a)$$

## 1.3.3.4. Pierderile electrice de contact

La trecerea curentului prin zona de contact între perie și colector (la mașinile cu colector), respectiv între perie și inel (la mașinile cu inele de contact) se produce o cădere de tensiune  $\Delta U_p$ , a cărei valoare depinde de densitatea și sensul curentului, de materialul periei, de temperatură, de presiunea periei pe colector sau inel, de proprietățile fizice și chimice ale suprafeței de contact; valorile căderilor de tensiune  $\Delta U_p$  sînt cuprinse uzual între 0,2 V (la periile cu conținut mare de metal) și 2,5 V (la periile cu conținut mare de grafit). În tabela 4.6 sînt indicate caracteristicile citorva perii, precum și domeniul lor de aplicare.

Pierderile electrice de contact sînt date de expresia :

$$P_{pe} = \Delta U_p \cdot I, \quad (152)$$

în care  $I$  este valoarea efectivă a curentului total prin perii.

## 1.3.3.5. Pierderile mecanice și de ventilație

În mașinile electrice se produc pierderi mecanice și de ventilație prin frecarea în lagăre, la perii, și prin frecarea pieselor în mișcare cu mediul de răcire. La mașinile de puteri mici și viteză periferică redusă, răcite cu aer, pierderile de frecare cu aerul sînt mici. La mașinile de puteri mari, cu viteze periferice mari, pierderile de frecare cu mediul de răcire reprezintă cea mai mare parte a pierderilor mecanice.

a. **Pierderile în lagăre la mașinile orizontale.** În lagărele de alunecare, pierderile mecanice sînt date de expresia :

$$P_{\mu} = 2,3 \, l \sqrt{\eta p d \left(1 + 4 \frac{d}{l}\right)} \cdot v^{1,5} \, \text{W}, \quad (153)$$

în care  $d$  și  $l$  sînt diametrul și lungimea fusului exprimate în cm;

$v$  — viteza periferică a fusului, în m/s;

$\eta$  — viscozitatea uleiului, în N.s/m<sup>2</sup>, și are valoarea cuprinsă între 0,015 și 0,02 N.s/m<sup>2</sup>;

$p$  — presiunea în lagăr, în N/cm<sup>2</sup>.

În lagărele de rulare, pierderile mecanice se calculează după relația :

$$P_{\mu} = k_r \frac{G}{d_l} v \, \text{W}, \quad (154)$$

în care :

$G$  — este sarcina pe lagăr, în N;

$d_l$  — diametrul mediu al axelor rotelor lagărului, în cm;

$v$  — viteza periferică a axului, în m/s;

$k_r = 0,01 \dots 0,02$  la lagăre cu bile;

$k_r = 0,02 \dots 0,03$  la lagăre cu role.

Caracteristicile perilor utilizate la mașinile electrice

Clasa și materialul periei	Clasa	Cădere de tensiune pe perechea de perii V	Densitatea de curent A/cm <sup>2</sup>		Presiunea N/cm <sup>2</sup>	Viteza m/s		Coeficientul de frecare	Domeniul de aplicare
			Colector	Inel		Colector	Inel		
I Cărbune grafitat	K <sub>1</sub>	2,5	3...6		1,80...3,50	12		0,30	Mașini cu comutație grea. Motoare de tracțiune
	G <sub>1</sub> G <sub>4</sub>	4,5 2,5	7 10		2,10...3,80 1,80	15 25	40	0,30 0,25	Mașini de curent continuu speciale Mașini de curent continuu 1...20 [kW] Mașini cu inele de contact
III Electrografit	E <sub>1</sub> E <sub>3</sub> E <sub>6</sub>	3,5 3,5 —	9 11 6...9	10 13	2,10...3,80	45 40		0,2 0,25 0,20	Mașini rapide cu comutație grea
IV Metalografitate Cupru-grafit	M <sub>3</sub> M <sub>5</sub> M <sub>6</sub>	<1,5 <1,2 <0,5	12	18 25 25	2,80...3,80 2,30 2,30	20	25 20 20	0,25 0,25 0,20	Mașini de curent continuu de tensiune joasă Mașini cu inele de contact
	M <sub>8</sub>	<0,4		20...30	2,20		20	0,25	

**b. Pierderile de frecare cu aerul.** Expresia de calcul a pierderilor de frecare cu aerul este :

$$P_{fa} = c \Omega^2 D^5 \left( 1 + 5 \frac{l_r}{d} \right) \text{ W}; \quad (155)$$

cu diametrul  $D$  și lungimea rotorului  $l_r$  (inclusiv capetele de bobină) exprimate în cm, viteza unghiulară  $\Omega$  în rad/s, constanta  $c$  are valoare  $(1,5 \dots 3) \cdot 10^{-3}$ .

**c. Pierderile de frecare la perii.** Relația de calcul a pierderilor de frecare la perii este :

$$P_{fpe} = \mu p S_p v \text{ W}, \quad (156)$$

în care :

- $\mu$  — este coeficientul de frecare (v. tabela 1.6);
- $p$  — presiunea periiilor pe colector sau pe inele, în N/cm<sup>2</sup>;
- $S_p$  — suprafața de contact a periiilor, în cm<sup>2</sup>;
- $v$  — viteza periferică a colectorului sau a inelelor, în m/s.

**d. Pierderile de ventilație.** La mașinile cu autoventilație, puterea de ventilație rezultă din relația :

$$P_r = 1,1 Q v^2 \text{ W}, \quad (157)$$

în care  $v$  este viteza periferică maximă a ventilatorului în m/s, iar  $Q$  este debitul de aer necesar pentru evacuarea pierderilor  $\Sigma P'$  măsurat în m<sup>3</sup>/s (pierderile care se „evacuează“ de ventilator sînt pierderile în înfășurări, pierderile la colector și o parte din pierderile în miez; în calcul se poate considera că toate pierderile în miez sînt evacuate de ventilator) :

$$Q = \frac{\Sigma P'}{1,1 \vartheta_a}; \quad (158)$$

$\vartheta_a$  este încălzirea aerului de răcire la trecerea prin mașină în °C (uzual  $\vartheta_a = 15 \dots 25^\circ\text{C}$ ).

#### 1.3.4. Forțele electromagnetice și forțele electrodinamice de scurtcircuit în mașinile și transformatoarele electrice.

În mașinile electrice se produc forțe tangențiale, radiale și axiale, care se exercită între stator și rotor, forțe de atracție magnetică unilaterală, forțe electrodinamice de scurtcircuit care se exercită asupra capetelor de înfășurare.

La mașinile de puteri mici și mijlocii de construcție normală prezintă importanță forțele tangențiale, forțele radiale și forțele de atracție magnetică unilaterală. Pentru a calcula solicitările mecanice care se exercită asupra pieselor de consolidare a mașinii și a verifica rezistența mecanică în funcționare este necesar să se cunoască expresiile de calcul ale acestor forțe.

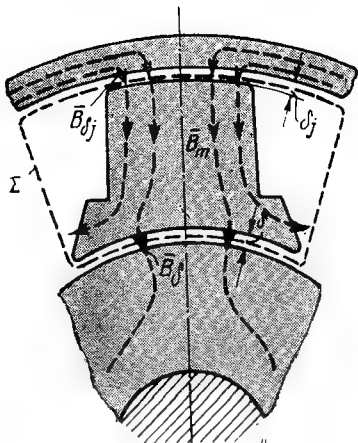


Fig. 1.23. Explicativă pentru calculul forței de atracție radială.

La proiectarea transformatoarelor prezintă importanță calculul forțelor electrodinamice de scurtcircuit, axiale și radiale, care se exercită asupra înfășurărilor la scurtcircuitul brusc al transformatorului.

#### 1.3.4.1. Forțele electromagnetice în mașinile electrice

a. **Forța electromagnetică tangențială** [7]. Forța tangențială pe pol al cărei moment este momentul cuplului util al mașinii este :

$$F_t = \frac{M_{max}}{pD}. \quad (159)$$

Cuplul maxim  $M_{max}$  depinde de cuplul nominal  $M_n$  al mașinii și de capacitatea de supraîncărcare

$$M_{max} = kM_n; \quad (160)$$

la motoare, capacitatea de supraîncărcare are valori între limitele  $k = 2 \dots 2,5$ , iar la generatoare  $k = 1,2 \dots 1,8$ .

b. **Forța de atracție electromagnetică radială care se exercită asupra poliilor ieșiți.** În mașinile electrice cu poli inductori ieșiți (mașina de curent continuu și mașina sincronă cu polii ieșiți) se exercită o forță electromagnetică radială de atracție a polului spre jugul inductor (în sensul în care la o deplasare virtuală a polului inductor, energia magnetică scade cînd cîmpul magnetic este menținut constant). Pentru calculul acestei forțe, se aplică mai jos teorema forțelor generalizate; în acest scop se calculează energia magnetică din întrefier, în funcție de inducția magnetică.

Fie  $\delta_j$  și  $\delta$  lărgimile întrefierului dintre un pol inductor și jug, respectiv dintre pol și rotor (fig. 1.23); lărgimea totală  $\delta_0$  a întrefierului este constantă și egală cu suma întrefierurilor parțiale  $\delta$  și  $\delta_j$

$$\delta_0 = \delta + \delta_j. \quad (161)$$

Fie  $B_\delta$  și  $B_{\delta_j}$  inducțiile magnetice în cele două zone; energia magnetică totală (în ipoteza că intensitatea cimpului magnetic în miezul feromagnetic este neglijabilă) se calculează după relația :

$$W = \frac{1}{2\mu_0} B_\delta^2 \alpha_i \tau l_i \delta + \frac{1}{2\mu_0} B_{\delta_j}^2 S_m \delta_j, \quad (162)$$

în care  $S_m$  este aria secțiunii miezului.

Din legea fluxului magnetic aplicată suprafeței închise  $\Sigma$  care trece prin întrefierul  $\delta$ , spațiul dintre poli și întrefierul  $\delta_j$ , rezultă :

$$B_\delta \alpha_i \tau l_i = B_m S_m - \Phi_\sigma, \quad (163)$$

în care  $\Phi_\sigma$  este fluxul de scăpări al polului, iar  $B_m \approx B_{\delta_j}$ . Dacă se notează coeficientul de scăpări cu :

$$\sigma = \frac{\Phi_\sigma}{B_\delta \alpha_i \tau l_i} \quad (164)$$

și raportul inducțiilor magnetice în miez și în întrefierul  $\delta$  cu

$$\gamma = \frac{B_m}{B_\delta}, \quad (165)$$

rezultă :

$$B_m^2 = B_\delta^2 \gamma (1 + \sigma) \frac{\alpha_i \tau l_i}{S_m}. \quad (166)$$

Cu această expresie a pătratului inducției magnetice din miez și ținând seama de relația (161), energia magnetică totală dată de relația (162), se poate scrie astfel :

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \alpha_i \tau l_i B_\delta^2 [\delta + \gamma (1 + \sigma) (\delta_0 - \delta)]. \quad (167)$$

Forța de atracție magnetică radială care se exercită asupra polului este :

$$F \equiv - \left( \frac{\partial W}{\partial \delta} \right)_{B_\delta = \text{const}} = \frac{1}{2\mu_0} \alpha_i \tau l_i B_\delta^2 [\gamma (1 + \sigma) - 1]. \quad (168)$$

c. **Forța de atracție magnetică unilaterală** [11]. Într-o mașină electrică rotorul poate ocupa o poziție excentrică față de stator, datorită construcției, uzurii lagărelor sau săgeții axului; rotorul fiind feromagnetic este supus unor forțe de atracție magnetică unilaterală; acestea contribuie la creșterea corespunzătoare a solicitărilor mecanice ale axului și lagărelor.

*Forța de atracție magnetică unilaterală la mașinile avînd  $p \geq 2$ .* În figura 1.24 s-a reprezentat o mașină tetrapolară în două poziții extreme ale polilor față de verticală (axa cu probabilitatea mai mare, după care poate avea loc excentricitatea). La aceeași excentricitate a rotorului față de axa statorului, forța de atracție magnetică unilaterală este mai mică în cazul în care axa



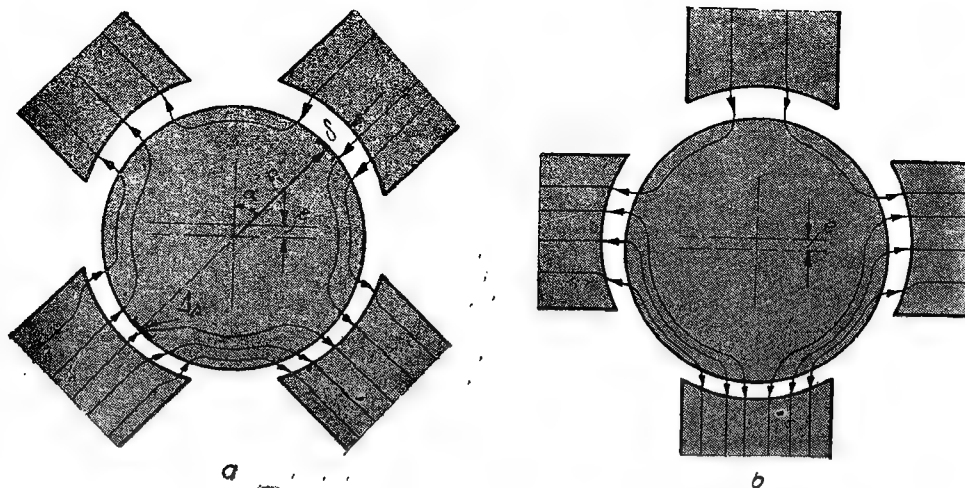


Fig. 1.24. Poziția polilor inductorilor la mașina tetrapolară în raport cu axa excentricității : *a* — axa excentricității coincide cu o axă neutră a polilor; *b* — axa excentricității coincide cu axa polilor.

după care se produce excentricitatea coincide cu una din axele neutre ale polilor (fig. 1.24, *a*), decât în cazul în care coincide cu axa polilor inductorilor (fig. 1.24, *b*). De aceea mai jos se examinează numai prima soluție constructivă care se adoptă uzual în practică și se determină forța de atracție magnetică unilaterală prin aplicarea teoremei forțelor generalizate; în acest scop se calculează mai întâi energia magnetică din întrefier.

Se presupune că lărgimea întrefierului variază după relația :

$$\delta_\alpha = \delta + e \cos \alpha \quad (169)$$

în care :  $\delta$  este lărgimea întrefierului în absența excentricității  $e$  a rotorului ;  
 $\delta_\alpha$  — lărgimea întrefierului la unghiul  $\alpha$  cînd excentricitatea rotorului față de stator  $e$  este maximă (fig. 1.24).

În ipoteza că se neglijează saturația și se consideră indusul neted, energia magnetică în două elemente de volum  $\Delta v = l_i \delta \Delta s$  diametral opuse (fig. 1.24, *a*) este :

$$dW = \frac{1}{2\mu_0} l_i \{ (\delta + e \cos \alpha) B_{\delta,\alpha}^2 + [\delta + e \cos (\pi + \alpha)] B_{\delta,\pi+\alpha}^2 \} ds; \quad (170)$$

de unde se obține cu  $ds = R d\alpha$  :

$$dW = \frac{1}{2\mu_0} l_i R [\delta (B_{\delta,\alpha}^2 + B_{\delta,\pi+\alpha}^2) + (B_{\delta,\alpha}^2 - B_{\delta,\pi+\alpha}^2) e \cos \alpha] d\alpha. \quad (171)$$

Forța care se exercită asupra rotorului este :

$$F_{an} = \int_0^\pi - \left( \frac{\partial W}{\partial e} \right)_{B_\delta = \text{const}} = \frac{1}{2\mu_0} l_i R \int_0^\pi (B_{\delta,\pi+\alpha}^2 - B_{\delta,\alpha}^2) \cos \alpha d\alpha. \quad (172)$$

Se consideră inducția magnetică sinusoidală în întrefierul mașinii :

$$B_{\delta, \alpha} = B_{\delta} \sin p\alpha, \quad (173)$$

$p$  fiind numărul de perechi de poli ai mașinii; rezultă astfel :

$$B_{\delta, \pi+\alpha}^2 - B_{\delta, \alpha}^2 \equiv (B_{\delta, \pi+\alpha} + B_{\delta, \alpha}) (B_{\delta, \pi+\alpha} - B_{\delta, \alpha}) \approx 4 \frac{e}{\delta} B_{\delta, \alpha}^2 \cos \alpha, \quad (174)$$

deoarece

$$B_{\delta, \pi+\alpha} + B_{\delta, \alpha} \approx 2 B_{\delta, \alpha}, \quad (175)$$

iar

$$\begin{aligned} B_{\delta, \pi+\alpha} - B_{\delta, \alpha} &= \frac{\mu_0 F_{\delta}}{\delta + e \cos(\pi + \alpha)} - \frac{\mu_0 F_{\delta}}{\delta + e \cos \alpha} \approx 2 \frac{\mu_0 F_{\delta}}{\delta^2} e \cos \alpha = \\ &= 2 B_{\delta, \alpha} \frac{e}{\delta} \cos \alpha, \end{aligned} \quad (176)$$

$F_{\delta}$  fiind tensiunea magnetică din întrefier.

Prin urmare, ținând seama de relațiile (173) și (174), din relația (172), se obține :

$$F_{au} = \frac{1}{2\mu_0} \frac{D}{2} l_i \int_0^{\pi} 4 \frac{e}{\delta} E_{\delta}^2 \cos^2 \alpha \sin^2 p\alpha d\alpha; \quad (177)$$

de unde rezultă :

$$F_{au} = \frac{1}{4\mu_0} \pi D l_i \frac{e}{\delta} E_{\delta}^2. \quad (178)$$

*Forța de atracție magnetică unilaterală la mașina bipolară.* Dacă se neglijează fluxul de scăpări și saturația, forța de atracție magnetică unilaterală este nulă când axa polilor coincide cu axa după care se produce excentricitatea maximă; în cazul în care axa neutră a polilor coincide cu axa după care are loc excentricitatea maximă, forța de atracție magnetică unilaterală rezultă din relația (177), în care se introduce  $p = 1$ .

$$F_{au} = \frac{1}{2\mu_0} \frac{D}{2} l_i \int_0^{\pi} 4 \frac{e}{\delta} E_{\delta}^2 \cos^2 \alpha \sin^2 \alpha d\alpha, \quad (179)$$

de unde rezultă :

$$F_{au} = \frac{1}{8\mu_0} \pi D l_i \frac{e}{\delta} E_{\delta}^2. \quad (180)$$

*Calculul forței de atracție magnetică unilaterală totală.* Expresiile (178) și (180) ale forțelor de atracție magnetică unilaterală nu țin seama de saturație și de influența cimpului de scăpări. Datorită saturației, forța de atracție magnetică unilaterală scade. Influența cimpului de scăpări apare înecosebi la mașinile cu număr mic de poli; forța de atracție magnetică unilaterală rezultă mai mare când se consideră și fluxul de scăpări.

Pentru calculul forței de atracție magnetică unilaterală trebuie cunoscută excentricitatea inițială maximă statică a rotorului; în tabela 1.7 sint date valori orientative ale excentricității  $e_m$  (produsă în urma uzurii și a inexactităților de montaj), în funcție de diametrul fusului și tipul lagărului.

Excentricitatea datorită uzurii și jocului în lagăre

Tabela 1.7

	Lagăre de alunecare			Lagăre de rulare		
Diametrul fusului, mm	41—80	81—120	121—180	41—80	81—120	121—180
Excentricitatea $e_m$ , mm	0,3	0,4	0,5	0,25	0,3	0,35

Datorită excentricității inițiale  $e_0 = e_m + f$  (în care  $f$  este săgeata statică a axului în absența excentricității) apare forța de atracție magnetică unilaterală

$$F_{au} = k_0 e_0, \quad (181)$$

în care  $k_0$  rezultă din relațiile (178), respectiv (180):

$$k_0 = \frac{1}{4\mu_0} \pi D l_i \frac{1}{\delta} B_{\delta}^2 \text{ la mașinile avînd } p \geq 2,$$

$$k_0 = \frac{1}{8\mu_0} \pi D l_i \frac{1}{\delta} B_{\delta}^2 \text{ la mașinile bipolare, avînd axa polilor în planul orizontal.}$$

Sub influența forței  $F_{au0}$  săgeata axului crește cu mărimea

$$f' = \frac{F_{au0}}{k}, \quad (182)$$

în care  $k$  este rigiditatea mecanică a axului; crește din nou excentricitatea de la  $e_0$  la  $e' = e_0 + f'$  și crește corespunzător forța de atracție magnetică unilaterală cu:

$$F'_{au} = F_{au0} \frac{f'}{e_0}, \quad (183)$$

care provoacă creșterea săgeții cu:

$$f'' \equiv \frac{F'_{au}}{k} = \frac{f'}{e_0} f' \quad \text{ș.a.m.d.} \quad (184)$$

Săgeata totală  $f_{\delta}$  datorită forței de atracție magnetică unilaterală (în ipoteza că  $f'/e_0 < 1$ ) este:

$$f_{\delta} = f' + f'' + \dots = f' \left[ 1 + \frac{f'}{e_0} + \left( \frac{f'}{e_0} \right)^2 + \dots \right] = f' \frac{1}{1 - \frac{f'}{e_0}}. \quad (185)$$

Ținând seama de relațiile (181) și (182) rezultă :

$$f_s = e_0 \frac{k_0}{k - k_0}, \quad (186)$$

incit excentricitatea totală este

$$e = e_m + f + f_s; \quad (187)$$

în prezența acestei excentricități se produce forța de atracție magnetică unilaterală rezultantă.

#### 1.3.4.2. Forțele electrodinamice de scurtcircuit în transformatoare

La apariția unui scurtcircuit brusc la bornele unui transformator în regim de funcționare, curenții prin înfășurări ating valori foarte mari în raport cu valorile lor nominale, crește cîmpul magnetic de scăpări din spațiul înfășurărilor. Datorită interacțiunii dintre cîmpul magnetic de scăpări și curenții prin înfășurări, se produc forțe electrodinamice însemnate care solicită mecanic înfășurările transformatorului. Pentru calculul solicitărilor mecanice ale conductoarelor și izolației înfășurării este necesară stabilirea expresiilor de calcul ale acestor forțe.

Fie un transformator monofazat cu înfășurări cilindrice.

Cîmpul magnetic de scăpări  $\mathbf{B}_\sigma$  se poate descompune în două componente (v. fig. 1.25)

$$\mathbf{B}_\sigma = \mathbf{B}_r + \mathbf{B}_a, \quad (188)$$

unde :

$\mathbf{B}_r$  este componenta radială a inducției magnetice, iar  $\mathbf{B}_a$  este componenta axială.

Prin interacțiunea componentei axiale  $\mathbf{B}_a$  a cîmpului cu curenții prin înfășurări se produc forțele radiale  $\mathbf{F}_r$ , care solicită la întindere înfășurarea exterioară și la comprimare înfășurarea interioară; elementul de forță  $d\mathbf{F}$ , rezultă din relația

$$d\mathbf{F}_r = i [d\mathbf{l} \times \mathbf{B}_a], \quad (189)$$

$d\mathbf{l}$  fiind un element de conductor parcurs de curentul  $i$  (fig. 1.25). Forța radială este repartizată aproape uniform de-a lungul unei spire a înfășurării.

Prin interacțiunea componentei radiale a cîmpului de scăpări  $\mathbf{B}_r$  cu curenții prin înfășurări se produc forțele axiale  $\mathbf{F}_a$ , care solicită la comprimare ambele înfășurări, elementul de forță fiind dat de relația :

$$d\mathbf{F}_a = i [d\mathbf{l} \times \mathbf{B}_r]; \quad (190)$$

forța axială este repartizată neuniform atît de-a lungul spirei, cît și după înălțimea înfășurării.

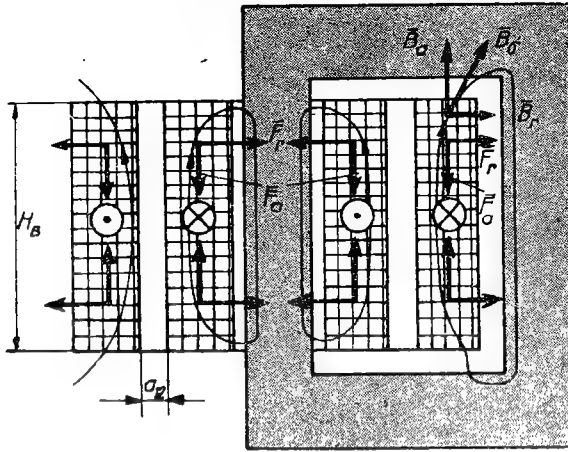


Fig. 1.25. Descompunerea cîmpului de scăpări și componentele forțelor în transformator.

**a. Forța radială.** Pentru stabilirea expresiei forței radiale, se aplică teorema forțelor generalizate. Energia magnetică în spațiul înfășurărilor este :

$$W_m = \frac{1}{2} L_\sigma i^2 \quad (191)$$

în care :

$L_\sigma$  este inductivitatea de scăpări a transformatorului dată de relația (94);  
 $i$  — curentul prin înfășurarea la care este raportată inductivitatea  $L_\sigma$ .

Pentru determinarea forței radiale se presupune o deplasare virtuală a înfășurărilor în direcție radială, în urma căreia variază distanța  $a_{12}$  dintre înfășurări; conform teoremei forțelor generalizate rezultă :

$$F_r = \left( \frac{\partial W_m}{\partial a_{12}} \right)_{i=\text{const}} ; \quad (192)$$

cu relațiile (191) și (94) se obține :

$$F_r = \frac{1}{2} \mu_0 \omega^2 \frac{\pi D_m}{H_B} k_R i^2 \frac{\partial}{\partial a_{12}} \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right),$$

de unde rezultă :

$$F_r = \frac{1}{2} \mu_0 \omega^2 \frac{\pi D_m}{H_B} k_R i^2. \quad (193)$$

Din relația de mai sus se calculează valoarea forței radiale rezultante, care se exercită asupra unei înfășurări a transformatorului.

**b. Forța axială** [35], [36]. La înfășurările de înălțimi egale și repartizate uniform se produc numai forțe axiale de comprimare, a căror expresie se sta-

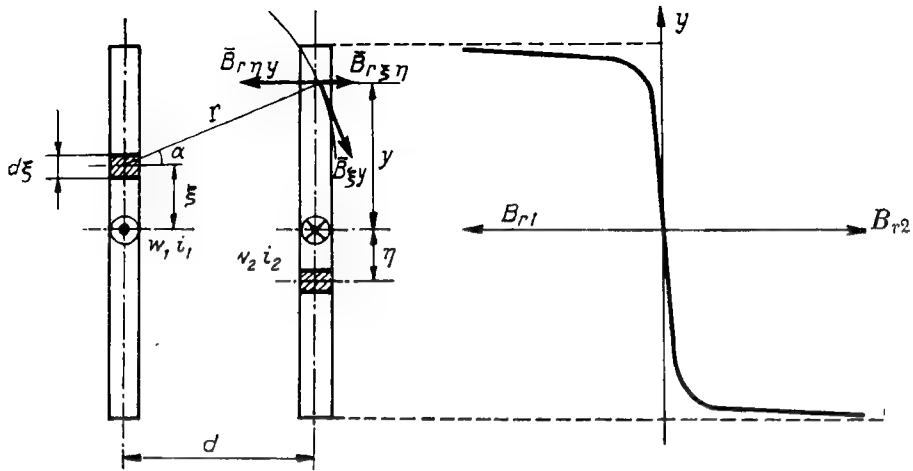


Fig. 1.26. Determinarea componentei radiale a cimpului de scăpări la înfășurări de înălțimi egale și dispuse simetric.

bilește pornind de la teorema forțelor generalizate. Pentru determinarea forței axiale se presupune o deplasare virtuală a înfășurărilor în direcție axială, în urma căreia variază înălțimea  $H_B$  a înfășurărilor. Cu expresia (191) a energiei magnetice și expresia (94) a inductivității de scăpări rezultă :

$$F_a = \left( \frac{\partial W_m}{\partial H_B} \right)_{i=\text{const}} = -\frac{1}{2} \mu_0 \omega^2 \frac{\pi D_m}{H_B^2} \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) k_R i^2. \quad (194)$$

Prin urmare, valoarea absolută a forței axiale este :

$$F_a = \frac{1}{2} \mu_0 \omega^2 \frac{\pi D_m}{H_B^2} \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) k_R i^2. \quad (195)$$

Raportul dintre forța axială  $F_a$  și forța radială  $F_r$  este :

$$\frac{F_a}{F_r} = \frac{a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}}{H_B}. \quad (196)$$

Pentru a determina curba densității forței în raport cu înălțimea înfășurării, se poate neglija influența curburii înfășurării și se echivalează înfășurările prin două benzi conductoare, paralele, infinit subțiri, parcurse de curenții  $w_1 i_1$ , respectiv  $w_2 i_2$  și dispuse la distanța  $d$  una față de alta (fig. 1.26).

Componenta radială rezultantă a cimpului magnetic produsă în punctul  $y$  (de exemplu al înfășurării 2) de elementele de solenație  $\frac{w_1 i_1}{H_B} d\xi$  și  $\frac{w_2 i_2}{H_B} d\eta$ , este :

$$dB_{ry} = dB_{r\xi y} + dB_{r\eta y} = \mu_0 \frac{w_1 i_1}{H_B} \frac{1}{2\pi r} \sin \alpha d\xi + \mu_0 \frac{w_2 i_2}{H_B} \frac{1}{2\pi(y-\eta)} d\eta; \quad (197)$$

prin integrare și observind că la scurtcircuit  $w_1 i_1 \approx w_2 i_2$ , rezultă

$$B_{ry} = \mu_0 \frac{w_1 i_1}{H_B} \frac{1}{2\pi} \ln \frac{d^2 + \left(y + \frac{H_B}{2}\right)^2}{d^2 + \left(y - \frac{H_B}{2}\right)^2} \frac{\left(y + \frac{H_B}{2}\right)^2}{\left(y - \frac{H_B}{2}\right)^2}. \quad (198)$$

Curba componentei radiale  $B_{ry}$  este reprezentată grafic în figura 1.26, partea dreaptă (s-a notat cu  $B_{r1}$  componenta radială a cîmpului magnetic în zona înfășurării 1, iar cu  $B_{r2}$  componenta radială în zona înfășurării 2).

Conform relației (190), curba componentei radiale a cîmpului magnetic reprezintă la altă scară și curba densității de forță.

În general, *solenajia rezultantă* printr-o suprafață deschisă cuprinsă între jugul miezului feromagnetic și o linie de cîmp dusă prin punctul de coordonată  $y$  după înălțimea bobinelor este diferită de zero, datorită înălțimilor inegale ale înfășurărilor primare și secundare și mai ales datorită dispunerii neuniforme a porțiunii de înfășurare destinată reglajului tensiunii. De aceea, componenta radială a cîmpului magnetic, respectiv forțele radiale, se calculează în funcție de distribuția înfășurării de-a lungul coloanei. Cîmpul magnetic radial  $B_r$  este egal cu suma a două componente: componenta  $B_{rn}$  calculată după relația (198) în ipoteza că păturile de curent ale înfășurărilor sînt repartizate uniform și componenta  $B_{rdy}$  datorită păturii de curent reziduale,

$$B_{rdy} = \mu_0 \int_0^y \frac{A_r}{l_c} dy; \quad (199)$$

pătura de curent reziduală  $A_r$  este egală cu suma algebrică a păturilor de curent locale ale înfășurărilor primare și secundare

$$A_r = A_2 - A_1.$$

Densitatea de forță axială  $f_y$  produsă de cîmpul magnetic radial rezultă din relația:

$$f_y = w_y \pi D_m i B_r, \quad (200)$$

în care  $w_y$  este densitatea liniară de spire.

Forța axială care acționează asupra unei porțiuni de înfășurare cuprinsă în intervalul  $y_k - y_{k-1}$ , rezultă prin efectuarea integralei curbei densității de forță:

$$F_{k-1, k} = \int_{y_{k-1}}^{y_k} f_y dy, \quad (201, a)$$

iar forța de deplasare axială  $F_{da}$  a înfășurărilor una față de cealaltă (care apare la înfășurările dispuse asimetric pe coloană) rezultă din relația:

$$F_{da} = \int_0^{H_B} f_y dy. \quad (201, b)$$

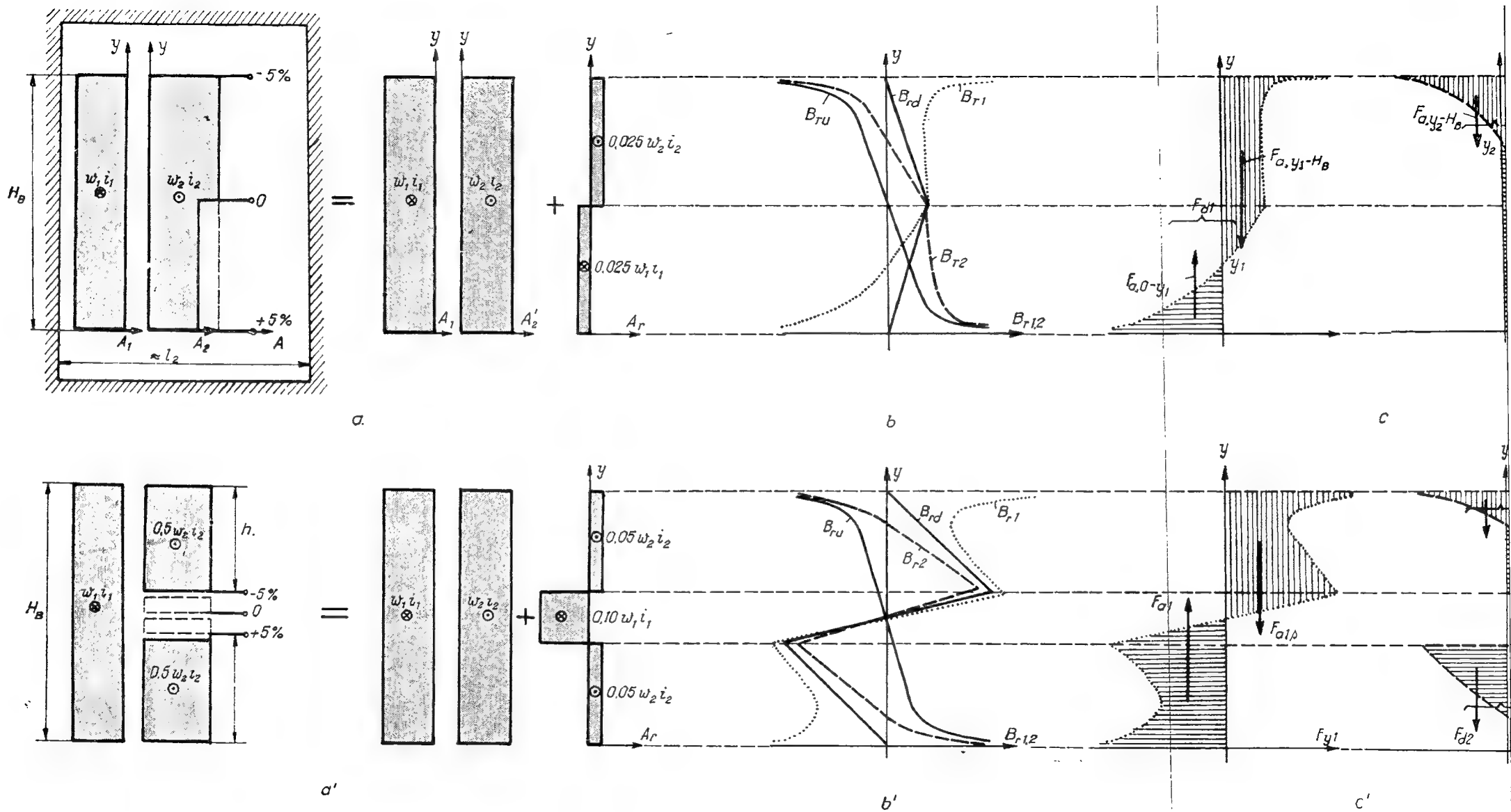


Fig. 1.27. Determinarea componentei radiale a cîmpului magnetic de scăpări la înfășurări repartizate nesimetrice:

a — descompunerea solenațiilor repartizate neuniform; b — curbele cîmpului magnetic radial;  $B_{rs}$  — componenta datorită înfășurărilor simetrice;  $B_{ra}$  — componenta datorită porțiunii asimetrice a înfășurărilor;  $B_r$  — componenta radială resultantă; c — curbele forțelor.



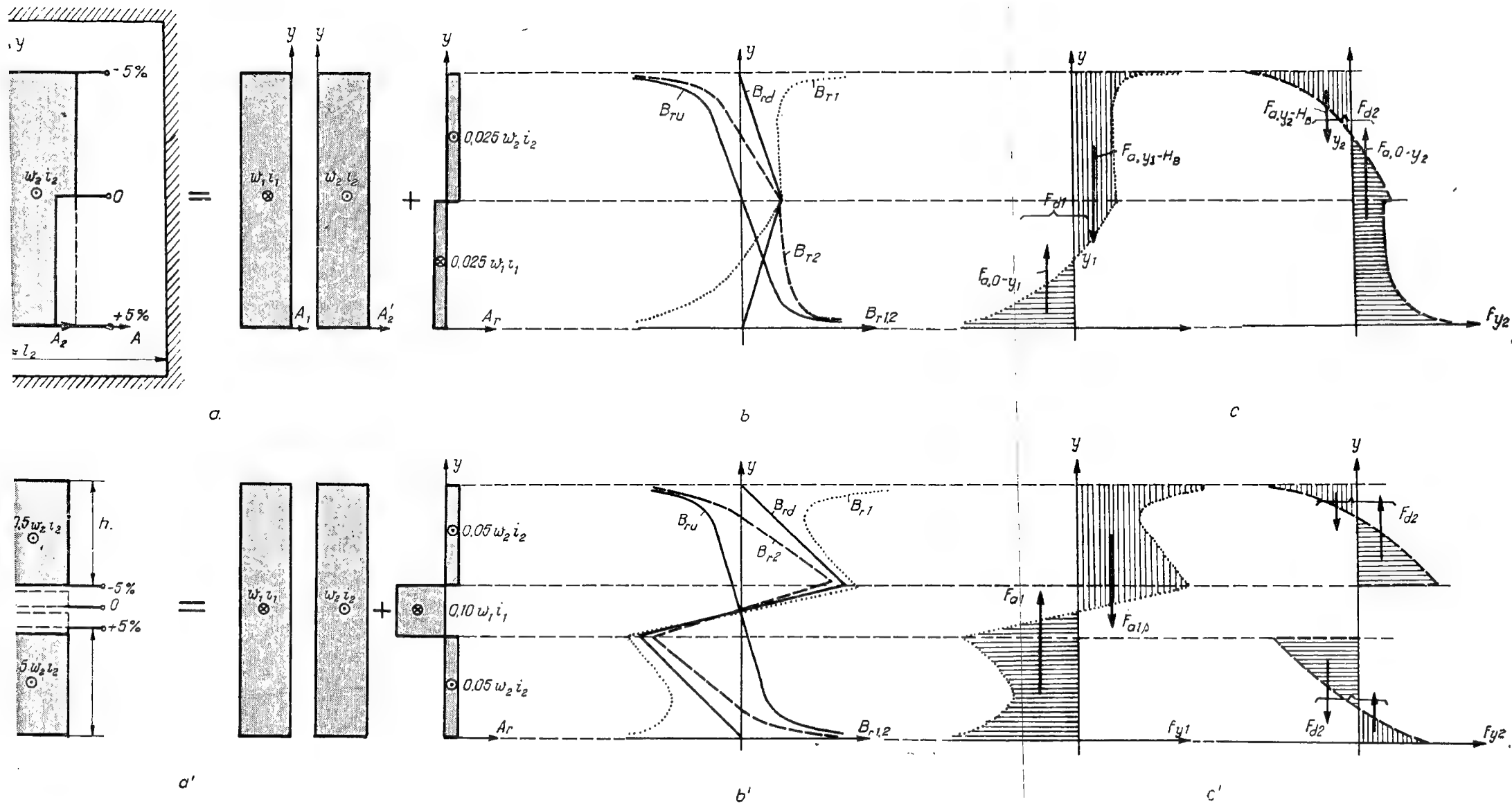


Fig. 1.27. Determinarea componentei radiale a cîmpului magnetic de scăpări la înfășurări repartizate nesimetrice:

a — compunerea solenaiților repartizate neuniform; b — curbele cîmpului magnetic radial;  $B_{rs}$  — componenta datorită înfășurărilor simetrice;  $B_{ra}$  — componenta datorită porțiunii asimetrice a înfășurărilor;  $B_{r1, 2}$  — componenta radială rezultantă; c — curbele forțelor.

În figura 1.27, *a* s-a considerat cazul particular al transformatorului cu reglajul tensiunii în trepte de  $\pm 5\%$ ; înfășurarea de joasă tensiune este repartizată uniform (curba densității de curent  $A_1 = \frac{\omega_1 i_1}{H_B} = \text{const.}$ ), iar înfășurarea de înaltă tensiune (ale cărei mărimi au indicele 2) au prizele de reglaj scoase din ultimul strat. S-a presupus cazul funcționării transformatorului pe priza nominală 0 (cînd apare o simetrie a înfășurărilor). Curba păturii de curent a înfășurării repartizate neuniform rezultă din produsul densității liniare de spire a înfășurării și curentul care parcurge înfășurarea; se descompune înfășurarea în zone distincte în care densitatea liniară de spire, respectiv pătura de curent este constantă și, în baza relației:

$$A_{k-1, k} = \frac{\omega_{k-1, k} i}{y_{k-1} - y_k}$$

se determină pătura de curent în fiecare zonă.

În figura 1.27, *a* s-a indicat descompunerea grafică a curbei păturii de curent  $A_2$  definită astfel:

$$A_2 = \frac{0,95 \omega_2 i_2}{H_B} \quad \text{pentru } 0 \leq y \leq H_B/2,$$

$$A_2 = \frac{1,05 \omega_2 i_2}{H_B} \quad \text{pentru } H_B/2 \leq y \leq H_B,$$

în două componente dintre care o curbă  $A'_2 = -A_1$  invariabilă cu coordonata  $y$ , iar a doua, notată cu  $A_r$ , rezultată din relația:

$$A_r = A_2 - A'_2,$$

care, în cazul considerat (cu sensurile pozitive acceptate în fig. 1.27), are valoarea:

$$A_r = -\frac{0,05 \omega_2 i_2}{H_B}, \quad \text{pentru } 0 \leq y \leq H_B/2,$$

$$A_r = \frac{0,05 \omega_2 i_2}{H_B}, \quad \text{pentru } \frac{H_B}{2} \leq y \leq H_B.$$

Componenta  $B_{rd}$  a cîmpului magnetic radial datorită păturii de curent reziduale, în ipoteza că lungimea  $l_c$  a liniei de cîmp este constantă, rezultă din relația (199):

$$B_{rdy} = \mu_0 \frac{0,05 \omega_2 i_2}{l_c H_B} y, \quad \text{pentru } 0 \leq y \leq H_B/2,$$

$$B_{rdy} = \mu_0 \frac{0,05 \omega_2 i_2}{l_c H_B} (H_B - y), \quad \text{pentru } H_B/2 \leq y \leq H_B.$$

Prin însumarea componentelor cîmpului magnetic radial (v. fig. 1.27, *b*) rezultă cîmpul magnetic radial  $B_{r1}$  și  $B_{r2}$  din zona celor două înfășurări; de observat că :

$$B_{r1} = B_{rd} - B_{ru},$$

iar

$$B_{r2} = B_{rd} + B_{ru}.$$

Curbele  $B_{r1}$  și  $B_{r2}$  reprezintă la scara care rezultă din relația (200) și curba densităților de forță (v. fig. 1.27, *c*); discontinuitatea din curba densității liniare de forță  $f_{y2}$  provine din discontinuitatea curbei pături de curent a înfășurării datorită prizei de reglaj.

Forțele axiale rezultante sînt proporționale cu suprafața delimitată de curbă și axa ordonatelor (conform relației 201, *a*) și au sensurile menționate în figura 1.27, *c*, iar forțele axiale de deplasare sînt egale cu suma algebrică a forțelor axiale care acționează asupra aceleiași înfășurări.

În figura 1.27, *a'* s-a considerat cazul particular al transformatorului cu reglajul tensiunii în trepte de  $\pm 5\%$ ; înfășurarea de joasă tensiune (ale cărei mărimi au indicele 1) este repartizată uniform, iar înfășurarea de înaltă tensiune (ale cărei mărimi au indicele 2) de tipul înfășurărilor în galeți are prizele de reglaj scoase de la mijlocul înfășurării. În ipoteză că transformatorul este conectat pe priza de  $-5\%$ , pătura de curent reziduală are valoarea maximă, și anume (v. fig. 1.27, *a'*) :

$$A_r = \frac{0,05 \omega_2 i_2}{h}, \quad \text{pentru } 0 \leq y \leq h \text{ și } H_B - h \leq y \leq H_B$$

$$A_r = -\frac{0,10 \omega_2 i_2}{H_B - 2h}, \quad \text{pentru } h \leq y \leq H_B - h.$$

Componentele cîmpului radial, cîmpul magnetic radial resultant și forțele axiale se calculează la fel ca în cazul anterior.

### 1.3.5. Încălzirea mașinilor și a transformatoarelor electrice [14]

Pierderile totale în mașinile și transformatoarele electrice, care se dezvoltă în principal în părțile active ale mașinii (înfășurările și miezul feromagnetic) se transformă în căldură; transmisia căldurii de la corpurile în care se produce la mediul de răcire, are loc o dată cu creșterea încălzirii corpului față de mediul ambiant.

Încălzirea unui corp este prin definiție diferența dintre temperatura corpului și temperatura mediului ambiant. În mașinile și transformatoarele electrice, determinarea încălzirilor medii și maxime a înfășurărilor și a miezului prezintă importanță, deoarece de acestea depinde în general durata de funcționare a izolației (respectiv a mașinii), adică durata în care izolația își menține caracteristicile electrice și mecanice în limite admisibile.

Încălzirea maxim admisibilă a mașinilor și transformatoarelor electrice este standardizată în funcție de clasa de izolație a mașinii (v. STAS 1893-65).

La proiectarea mașinilor și transformatoarelor se calculează încălzirile medii și maxime pentru regimul continuu. Spre deosebire de alte probleme tehnice de proiectare, rezolvarea completă a problemei încălzirii nu este încheiată prin predeterminarea încălzirii prin calcul; datorită influenței mari pe care o are procesul tehnologic asupra coeficienților de transmisie a căldurii, determinarea experimentală a încălzirii reprezintă o probă experimentală necesară.

### 1.3.5.1. Transmisia căldurii în mașini și transformatoare

De la conductoarele înfășurării, respectiv de la tolele miezului feromagnetic, căldura se transmite spre suprafața bobinelor, respectiv spre suprafața miezului datorită fenomenului de conducție termică. În interiorul înfășurării, transmisia căldurii între mijlocul bobinei și părțile sale frontale are loc prin conducție termică.

Transmisia căldurii prin mediile fluide de răcire (aer, apă, ulei etc.) se face prin fenomenul de convecție termică și radiație.

a. **Transmisia căldurii prin conducție.** În regim staționar, căldura  $q$  transmisă prin conducție în unitate de timp și prin unitate de suprafață printr-un perete pasiv (în care nu se produc pierderi) (fig. 1.28) de grosime  $\Delta$  și conductivitate termică  $\lambda$ , avînd temperatura pe o suprafață  $\vartheta_2$  iar pe cealaltă  $\vartheta_1$  (astfel încît  $\vartheta_1 < \vartheta_2$ ), se calculează după relația :

$$q = \lambda \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{\Delta}. \quad (202)$$

În regim tranzitoriu, în cazul transmisiei căldurii prin conducție după o singură direcție, un element infinitesimal (fig. 1.29) dintr-un corp în care se transformă în căldură pierderile  $p dv$  primește căldura  $\delta q \cdot dA$  pe una din fețele sale și cedează căldura  $\left(\delta q + \frac{\partial \delta q}{\partial x} dx\right) dA$  prin fața opusă; o parte din căldura totală este înmagazinată în elementul de volum prin încălzirea acestuia, iar o parte este transmisă prin conducție termică. Prin urmare, din bilanțul termic rezultă :

$$\left(\delta q + \frac{\partial \delta q}{\partial x} dx\right) dA - \delta q dA + p dv = c \gamma \frac{d\vartheta}{dt} dv, \quad (203)$$

în care  $c$  este căldura specifică, iar  $\gamma$  densitatea corpului.

Căldura transmisă prin conducție, prin unitatea de suprafață este :

$$\delta q = \lambda \frac{d\vartheta}{dx}. \quad (204)$$

Cu elementul de volum  $dv = dx \cdot dA$  și ținînd seamă de relația precedentă, relația (203) devine :

$$\lambda \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} + p = c \gamma \frac{\partial \vartheta}{\partial t}. \quad (205)$$

Tabela 1.8

**Caracteristicile fizice ale materialelor utilizate în construcția mașinilor  
și transformatoarelor electrice**

Materialul	$\lambda$ W/°C m	$c$ J/°C g	$\gamma$ kg/dm <sup>3</sup>
Cupru	375	0,388	8,94
Aluminiu	205	0,885	2,6
Alamă	104,4	0,384	8,6
Tablă silicioasă		0,462	7,65
— în direcție longitudinală *	19—60		
— în direcție transversală**	1,4 resp. 2		
izolată cu hirtie (20 $\mu$ )	2,3 resp. 3,2		
— cu hirtie uleiată (20 $\mu$ )	3,1 resp. 4,4		
— cu lac (20 $\mu$ )			
Azbest	0,194	0,815	2,5
Bumbac	0,069	1,51	1,48
Bumbac impregnat	0,24—0,27		
Mică	0,36	0,862	3
Micanită teacă cu			0,23
19% șelac	0,10		
11% șelac	0,12		
Hirtie	0,6	1,673	0,9
Hirtie lăcuită	0,125—0,167		
Carton electrotehnic impregnat (preșpan)	0,125—0,25		
Mătase	0,057		1,56
Grafit	4,9	0,838	2,1
Lemn de conifer		2,51	0,31...0,76
— în lungul fibrelor	0,126		
— transversal	0,037		
Ulei de transformator	0,164	1,8	0,95
Apă	0,628	4,18	1
Aer la 760 mm Hg și 20°C	0,025	1,009	0,001
Hidrogen la 40°C	0,19	14,24	0,0008
Cauciuc	0,186		
Rășină epoxidică	0,23		

\* Conductivitatea în direcția longitudinală a tablei silicioase depinde de conținutul de siliciu:

- |  |                             |
|--|-----------------------------|
| — la tole normale (cu Si 0,4—0,8%),      | $\lambda = 48...41$ W/°C m; |
| — la tole slab aliate (cu Si 0,6—1,2%),  | $\lambda = 44...35$ W/°C m; |
| — la tole mediu aliate (cu Si 1,8—2,3%), | $\lambda = 30...26$ W/°C m; |
| — la tole supraaliate (cu Si 3,6—4,2%),  | $\lambda = 20...19$ W/°C m. |

\*\* Conductivitatea în direcția transversală a tablei silicioase depinde de factorul de umplere și de presiunea tolelor rezultată prin stringerea miezului; valorile mici corespund tolelor de 0,35 mm grosime, iar valorile mari corespund tolelor de 0,5 mm grosime.

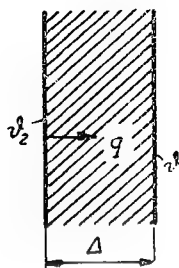


Fig. 1.28. Transmisia căldurii prin conducție în regim staționar.

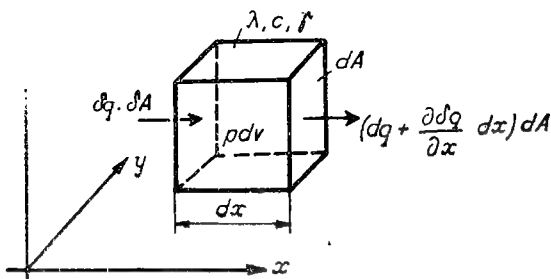


Fig. 1.29. Transmisia căldurii prin conducție în regim tranzitoriu.

Conductivitatea termică  $\lambda$ , căldura specifică  $c$  și densitatea  $\gamma$  sînt date în tabela 1.8 pentru cîteva materiale utilizate frecvent în construcția mașinilor și transformatoarelor electrice.

b. **Transmisia căldurii prin radiație.** Căldura radiată de un corp pe unitatea de suprafață și în unitatea de timp este :

$$q_r = \alpha_r (\vartheta_c - \vartheta_a), \quad (206)$$

în care :

$\vartheta_c$  este temperatura corpului, în  $^{\circ}\text{C}$ ;

$\vartheta_a$  — temperatura mediului ambiant, în  $^{\circ}\text{C}$ ;

$\alpha_r$  — coeficientul de transmisie a căldurii prin radiație, în  $\text{W/m}^2 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ .

Valoarea coeficientului  $\alpha_r$  rezultă din relația :

$$\alpha_r = 0,057 \nu \left[ \frac{T_c}{100} + \frac{T_a}{100} \right] \left[ \left( \frac{T_c}{100} \right)^2 + \left( \frac{T_a}{100} \right)^2 \right], \quad (207)$$

în care :

$T_c = 273 + \vartheta_c$  este temperatura absolută a corpului;

$T_a = 273 + \vartheta_a$  — temperatura absolută a mediului ambiant;

$\nu$  — factorul de emisie a cărui valoare este dată în tabela 1.9.

Tabela 1.9

Factorul de emisie  $\nu$  pentru cîteva materiale

Materialul	$\nu$
Corp absolut negru	1
Fontă rugoasă	0,97
Fier forjat mat	0,95
Izolație de fibră și hîrtie	0,9
Fier forjat polizat	0,29
Cupru polizat	0,17
Aluminiiu	0,08
Argint polizat	0,02

Penru  $\vartheta_c = 50^\circ\text{C}$ ,  $\vartheta_a = 20^\circ\text{C}$ , iar  $\nu = 0,94$ , rezultă  $\alpha_r = 6,3 \text{ W}/^\circ\text{C m}^2$ .

c. **Transmisia căldurii prin convecție.** Căldura transmisă prin convecție pe unitatea de suprafață și în unitatea de timp de la un corp la un mediu fluid în mișcare naturală sau forțată la suprafața sa este :

$$q_c = \alpha_c(\vartheta_c - \vartheta_a), \quad (208)$$

în care  $\alpha_c$  este coeficientul de transmisia căldurii prin convecție, în  $[\text{W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}]$ .

Valoarea coeficientului  $\alpha_c$  depinde de fluidul din vecinătatea corpului și de viteza sa de circulație și a fost determinată experimental.

La transmisia căldurii prin convecție naturală, mediul fluid circulă liber la suprafața corpului datorită încălzirii și dilatării păturii din vecinătatea corpului; coeficientul de transmisie a căldurii în aer prin convecție, determinat la mașinile electrice capsulate și la transformatoarele în ulei, are valoarea :

$$\alpha_c = 6,5 + 0,05(\vartheta_c - \vartheta_a) \text{ W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}; \quad (209, a)$$

pentru  $\vartheta_c - \vartheta_a = 35 \text{ } ^\circ\text{C}$ , rezultă  $\alpha_c \approx 8,2 \text{ W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție în ulei cald, la temperatura de  $50^\circ\text{C}$ , are valoarea :

$$\alpha_c = 40,3 \sqrt[4]{\frac{\vartheta_c - \vartheta_a}{H}} \text{ W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (209, b)$$

în care :

$\vartheta_c - \vartheta_a$  este încălzirea corpului față de ulei;

$H$  — înălțimea suprafeței de la care are loc transmisia căldurii;

pentru  $\frac{\vartheta_c - \vartheta_a}{H} = 16 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{m}$  rezultă  $\alpha_c = 80,6 \text{ W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

La transmisia căldurii prin convecție forțată, mediul fluid circulă forțat la suprafața corpului, fiind pus în mișcare de un ventilator sau chiar de rotorul mașinii. Valoarea coeficientului de transmisie a căldurii prin convecție forțată în aer se determină din următoarele relații stabilite experimental :

— în canalele radiale :

$$\alpha_c = 12 \sqrt[4]{\frac{20}{l} \nu^3} \text{ W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (210)$$

în care :

$l$  este lungimea canalului în m, iar  $\nu$  — viteza aerului în canal în m/s;

— în întrefier, prin suprafețele armăturii interioare sau exterioare

$$\alpha_c = 28(1 + \sqrt{\nu_8}) \text{ W}/\text{m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (211)$$

în care viteza aerului în întrefier  $\nu_8$  se poate calcula în funcție de viteza periferică  $\nu$  a rotorului astfel :

$$\nu_8 = 0,5 \nu; \quad (212)$$

— în zona capetelor de bobină ale înfășurărilor repartizate, respectiv la suprafața bobinelor concentrate

$$\alpha_c = 16,7 (1 + \sqrt{v_{cb}}) \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (213)$$

în care  $v_{cb}$  este viteza aerului în zona capetelor de bobină în m/s, respectiv la suprafața lor;

— la suprafața colectoarelor

$$\alpha_c = 50 (1 + c \sqrt{v_k}) \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (214)$$

în care :

$v_k$  este viteza periferică a colectorului;

$c$  — un factor a cărui valoare este funcție de tipul de răcire al colectorului ( $c = 0,7$  la colectoarele ventilate normal și  $c = 1 \dots 1,3$  la colectoarele ventilate special).

Vitezele mediului de răcire în canale, în zona capetelor de bobină etc. se determină prin rezolvarea problemei ventilației mașinii.

#### 1.3.5.2. Încălzirea în regim staționar a bobinelor concentrate și a pachetelor de tole

În bobinele parcurse de curent și în miezul feromagnetic străbătut de cîmpul magnetic alternativ, sau care se învîrtește într-un cîmp magnetic continuu, se produc pierderi. În bobinele de excitație ale polilor inductori și în bobinele transformatorului căldura se transmite îndeosebi transversal, prin suprafețele laterale ale bobinelor. În cazul pachetelor de tole trebuie calculată căldura transmisă prin suprafețele lor laterale.

Pentru a calcula încălzirea bobinelor și a pachetelor de tole, se pornește de la soluția problemei încălzirii unei plăci plane infinite, de grosime  $\Delta$ , cu temperaturile pereților  $\vartheta_1$ , respectiv  $\vartheta_2$ , în care se transformă în căldură pierderile specifice  $p$  (fig. 1.30). Se consideră conductivitatea  $\lambda$  — finită în direcția perpendiculară pe placă și se neglijează căldura transmisă de-a lungul plăcii.

Din ecuația (205) a conducției termice rezultă următoarea relație pentru încălzirea  $\vartheta$  în regim staționar :

$$\lambda \frac{d^2 \vartheta}{dx^2} + p = 0. \quad (215)$$

Soluția acestei ecuații este :

$$\vartheta = -\frac{p}{2\lambda} x^2 + Ax + B. \quad (216)$$

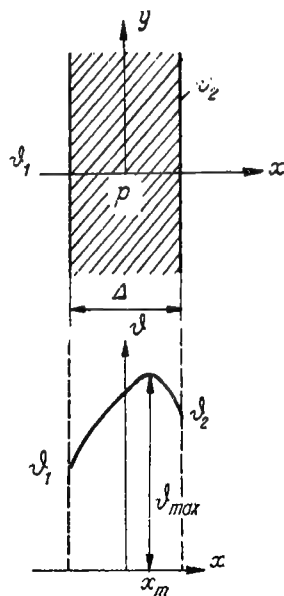


Fig. 1.30. Încălzirea unei plăci plane infinite cu pierderi specifice  $p$ .



Constantele de integrare  $A$  și  $B$  se determină din condițiile la limită date astfel :

$$\text{pentru } x = -\frac{\Delta}{2}, \quad \vartheta = \vartheta_1;$$

$$\text{pentru } x = \frac{\Delta}{2}, \quad \vartheta = \vartheta_2;$$

rezultă astfel :

$$A = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{\Delta} \text{ și } B = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{p\Delta^2}{8\lambda}.$$

Prin urmare, încălzirea plăcii plane este :

$$\vartheta = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2} \frac{2x}{\Delta} + \frac{p\Delta^2}{8\lambda} \left[ 1 - \left( \frac{2x}{\Delta} \right)^2 \right]; \quad (217)$$

reprezentînd grafic pe  $\vartheta(x)$ , rezultă o parabolă (fig. 1.30 jos) cu vîrf în

$$x_m = \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{p\Delta} \lambda.$$

Încălzirea maximă este :

$$\vartheta_{max} = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{\vartheta_2 - \vartheta_1}{2p\Delta^2} \lambda + \frac{p\Delta^2}{8\lambda}, \quad (218)$$

iar încălzirea medie este :

$$\vartheta_{med} = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \vartheta dx = \frac{\vartheta_1 + \vartheta_2}{2} + \frac{p\Delta^2}{12\lambda}; \quad (219)$$

pentru  $\vartheta_1 = \vartheta_2 = \vartheta_p$  rezultă :

$$\vartheta_{max} = \vartheta_p + \frac{p\Delta^2}{8\lambda}, \quad (220)$$

$$\vartheta_{med} = \vartheta_p + \frac{p\Delta^2}{12\lambda}. \quad (221)$$

Pentru conductivitatea termică transversală  $\lambda$  în cazul bobinelor, respectiv în cazul miezului feromagnetic, se consideră valoarea sa medie calculată în funcție de conductivitatea  $\lambda_i$  a izolației conductorului și de dimensiunile conductorului;

— conductivitatea termică transversală medie a bobinei cu conductor de secțiune dreptunghiulară (fig. 1.31,  $a$ ) este :

$$\lambda \approx \frac{h}{h_i} \frac{b}{b_i - b} \lambda_i, \quad (222)$$

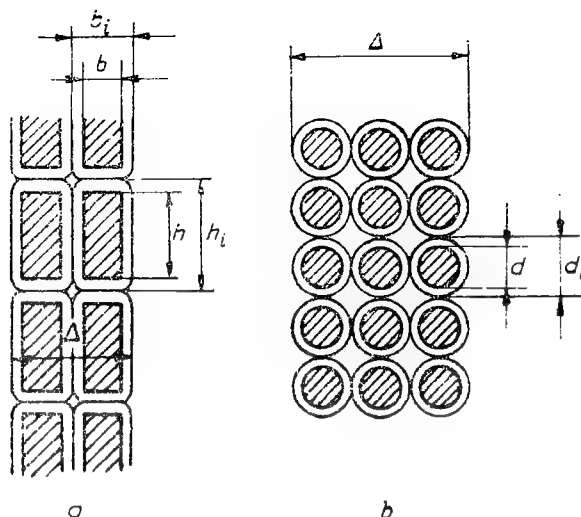


Fig. 1.31. Secțiune printr-o bobină :  
a — cu conductor dreptunghiular; b — cu conductor circular.

în care :

$h$  și  $b$  sînt dimensiunile conductorului neizolat ;

$h_i$  și  $b_i$  — dimensiunile conductorului izolat (s-a presupus că transmisia căldurii are loc după direcția laturii de lungime  $b$  a conductorului) ;

— conductivitatea termică transversală medie a bobinei cu conductor de secțiune circulară (fig. 1.31, b) este :

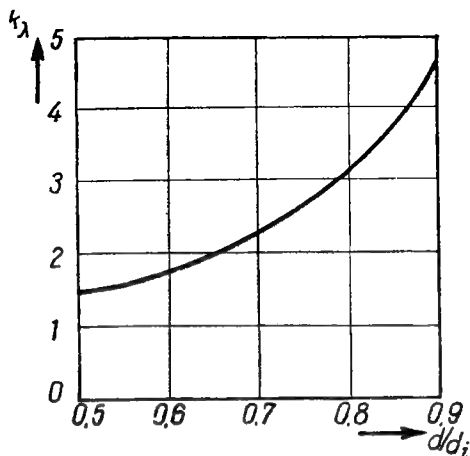
$$\lambda = k_{\lambda} \lambda_i, \quad (223)$$

în care  $k_{\lambda}$  este funcție de diametrul  $d$  al conductorului neizolat, respectiv  $d_i$  al conductorului izolat.

În figura 1.32 este reprezentată grafic funcția  $k_{\lambda} \left( \frac{d}{d_i} \right)$  ;

— conductivitatea termică transversală medie a pachetului de tole are valorile indicate în tabela 1.8; într-un calcul acoperitor se poate lua  $\lambda = 1 \text{ W/}^{\circ}\text{C m}$ .

În cazul bobinelor care prezintă o izolație suplimentară între straturi,  $b_i$  și  $d_i$  trebuie majorate cu grosimea izolației dintre straturi. La bobinele care prezintă o izolație de protecție pe suprafețele laterale, se calculează separat încălzirea izolației de la suprafața bobinei, deoarece din relațiile (218 ... 221) se determină încălzirile medie și maximă ale bobinei în raport cu suprafața bobinei, fără izolația suplimentară de protecție.

Fig. 1.32.  $k_\lambda(d/d_i)$ .

În relațiile (218...221),  $p$  reprezintă pierderile în unitatea de volum a bobinei, respectiv a miezului :

— pierderile în unitatea de volum a bobinei sînt :

$$p = k_b \rho J^2, \quad (224)$$

în care :

$\rho J^2$  sînt pierderile în unitatea de volum a conductorului ( $\rho$  — rezistivitatea, iar  $J$  — densitatea curentului);

$k_b$  este factorul de umplere al bobinei (egal cu raportul dintre aria secțiunii conductoarelor neizolate și aria secțiunii bobinei);

— pierderile în unitatea de volum a miezului sînt :

$$p = p_{Fe} \cdot \gamma \cdot k_m, \quad (225)$$

în care :

$p_{Fe}$  sînt pierderile specifice în W/kg din miezul feromagnetic;

$\gamma$  — densitatea miezului, în kg/m<sup>3</sup>;

$k_m$  — factorul de umplere al miezului.

### 1.3.5.3. Încălzirea în regim staționar a bobinelor repartizate

Bobinele înfășurărilor repartizate au laturile dispuse în creștăturile miezului feromagnetic, iar capetele de bobină sînt în contact direct cu mediul de răcire (fig. 1.33). În general capetele de bobină sînt mai reci decît laturile bobinei.

O parte din căldura dezvoltată în laturile de bobină se transmite transversal prin izolația creștăturii spre miezul feromagnetic și canalele radiale de răcire (cînd există), iar o altă parte în lungul bobinei, spre capetele de bobină.

Căldura dezvoltată în capetele de bobină și căldura primită de la latura de bobină se transmite transversal, prin izolația capătului de bobină, mediului de răcire.

Încălzirea bobinelor față de mediul de răcire se determină în următoarele condiții :

— conductivitatea termică transversală a conductorului este infinită;

— pierderile în conductor depind de încălzirea conductorului după relația :

$$p = p_0(1 + \alpha_0 \vartheta), \quad (226)$$

în care :

$\alpha_0$  este coeficientul de majorare a rezistivității cu temperatura;

$p_0$  — pierderile la temperatura mediului de răcire (presupusă constantă) în raport cu care se calculează încălzirea  $\vartheta$ ;

— pentru calculul încălzirii laturii de bobină dispusă în creștătură, miezul feromagnetic fiind prevăzut cu canale radiale de răcire, se determină valoarea medie a căldurii transmise prin izolația creștăturii spre pachetul de tole și spre canalul de răcire;

— capătul de bobină se consideră desfășurat și rabătut astfel încît axa sa să coincidă cu axa laturii de bobină.

Debitul de căldură  $q'$  evacuat în unitatea de timp din unitatea de volum a volumului  $sl$  de lungime  $l$  și secțiune  $s$  este (fig. 1.34) :

$$q' = \frac{ul}{sl} q \text{ sau } q' = \frac{u}{s} q, \quad (227)$$

$q$  fiind căldura transmisă prin unitatea de arie a suprafeței laterale  $ul$  de lungime  $l$  și perimetru  $u$ .

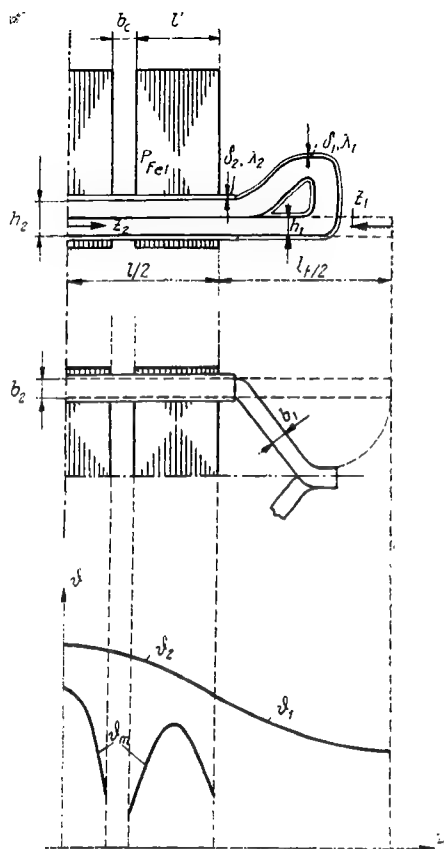


Fig. 1.33. Secțiunea longitudinală parțială printr-o mașină și curbele încălzirilor  $\vartheta_1$ ,  $\vartheta_2$  ale bobinei și  $\vartheta_m$  ale miezului.

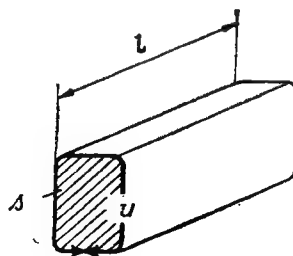


Fig. 1.34. Explicativă pentru calculul căldurii din unitatea în volum în funcție de căldura transmisă prin unitatea de suprafață laterală.

Ecuatia conductiei termice in regim staionar pentru capatul de bobina (axa  $z_1$ ) si pentru latura de bobina (axa  $z_2$ ) este :

$$p - q' + \lambda \frac{d^2 \vartheta}{dz^2} = 0, \text{ in care } z = z_1, z_2; \quad (228)$$

prin integrarea acestui sistem de doua ecuatii diferentiale (lineare) de ordinul doi, —  $p'$  si  $q'$  fiind functii liniare de  $\vartheta$  [v. relatiile (226), (202) si (208)] — apar patru constante de integrare care se determina din conditiile de simetrie si la limita exprimate de relatiile urmatoare :

$$\vartheta_1(z_1) = \vartheta_1(-z_1), \quad (229)$$

$$\vartheta_2(z_2) = \vartheta_2(-z_2), \quad (230)$$

$$\vartheta_1(z_1) \Big|_{z_1 = \frac{l}{2}} = \vartheta_2(z_2) \Big|_{z_2 = l_f/2}, \quad (231)$$

$$\frac{d\vartheta_1(z_1)}{dz_1} \Big|_{z_1 = \frac{l}{2}} = - \frac{d\vartheta_2(z_2)}{dz_2} \Big|_{z_2 = l_f/2}. \quad (232)$$

Solutiile ecuatiilor (228) sint :

$$\vartheta_1 = 2A_1 \operatorname{ch} a_1 z_1 + \frac{b_1}{a_1^2}, \quad (233)$$

$$\vartheta_2 = 2A_2 \operatorname{ch} a_2 z_2 + \frac{b_2}{a_2^2}. \quad (234)$$

In partea de jos a figurii 1.33 s-a reprezentat curba incalzirii  $\vartheta_a$  conductorului bobinii fata de mediul de racire, precum si curba incalzirii  $\vartheta_m$  a miezului (234).

*Incalzirea maxima a laturii de bobina este :*

$$\vartheta_2 = 2 A_2 + \frac{b_2}{a_2^2}, \quad (235)$$

iar *incalzirea minima a capatului de bobina este :*

$$\vartheta_1 = 2 A_1 + \frac{b_1}{a_1^2}. \quad (236)$$

*Incalzirea medie a bobinei este :*

$$\vartheta_{med} = \frac{2}{l + l_f} \left[ \frac{2A_1}{a_1} \operatorname{sh} \frac{a_1 l_f}{2} + b_1 \frac{l_f}{2a_1^2} + \frac{2A_2}{a_2} \operatorname{sh} \frac{a_2 l}{2} + \frac{b_2 l}{2a_2^2} \right]. \quad (237)$$

Semnificatia si expresiile de calcul ale marimilor care intervin in relatiile de mai sus sint urmatoarele :

$l$  este lungimea laturii de bobina dispusa in miezul feromagnetic;  
 $l_f$  — lungimea frontala a capatului de bobina,

$$a_1^2 = \frac{1}{\lambda} \left( \alpha_1 \frac{u_1}{s_1} - \alpha_0 p_0 \right), \quad (238)$$

unde :

$\lambda$  este conductivitatea termică a conductorului;

$$\alpha_1 = \frac{\alpha_{c1}\lambda_1}{\lambda_1 + \delta_1\alpha_{c1}};$$

$\lambda_1$  este conductivitatea termică a izolației capătului de bobină;

$\delta_1$  — grosimea izolației capătului de bobină;

$\alpha_{c1}$  — coeficientul de transmisie a căldurii de la suprafața capătului de bobină la mediul de răcire (tabela 1.10).

Tabela 1.10

Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție la capătul de bobină la răcirea cu aer

$\alpha_{c1}$ W/m <sup>2</sup> °C	40	60	80	100	114	128	142
$v_{acb}$	4	8	12	16	20	24	28

$v_{acb}$  — viteza medie a aerului în zona capetelor de bobină;

$u_1 = 2(b_1 + h_1)$  (v. fig. 1.33);

$s_1 = h_1 b_1$  (v. fig. 1.33);

$\alpha_0$  — coeficientul de majorare a rezistivității conductorului cu temperatura;

$p_0$  — pierderile pe unitatea de volum a înfășurării la temperatura mediului de răcire :  $p_0 = \rho_0 J^2 k_b k_r$  ( $J$  fiind densitatea curentului,  $k_b$  — factorul de umplere al bobinei și  $k_r$  — factorul de majorare a rezistenței în zona respectivă).

$$b_1 = \frac{1}{\lambda} \left( p_0 + \alpha_1 \frac{u_1}{s_1} \vartheta_{a1} \right), \quad (239)$$

unde :

$\vartheta_{a1}$  este încălzirea medie a fluidului de răcire în zona capetelor de bobină

$$a_2^2 = \frac{1}{\lambda} \left( \alpha_2' \frac{u_2}{s_2} - \alpha_0 p_0 \right) \quad (240)$$

cu

$u_2 = 2(b_2 + h_2)$  (v. fig. 1.33)

$s_2 = h_2 b_2$  (v. fig. 1.33)

$$\alpha_2' = \frac{\alpha_2 u_2 b_c Z + \Delta F_c \eta}{u_2 (l' + b_c) Z};$$

$b_c$  — lărgimea canalului de ventilație;

$l'$  — lungimea pachetului de tole;

$\alpha_2$  — coeficientul de transmisie a căldurii bobinei în canalul de ventilație radial și anume

$$\alpha_2 = \frac{\alpha_{c2} \lambda_2}{\lambda_2 + \delta_2 \alpha_{c2}}$$

cu aceleași semnificații ca în cazul lui  $\alpha_1$ ;

$\alpha_{c2}$  — coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție de la conductor la mediul de răcire în zona canalului radial de ventilație;

$$\Lambda_{Fe} = \alpha_{Fe} u_2 l' Z$$

$\alpha_{Fe} = \frac{\lambda_2}{\delta_3}$  este coeficientul de transmisie a căldurii de la conductor la miezul feromagnetic;

$\lambda_2$  — conductivitatea termică a izolației conductorului și creștăturii;

$\delta_2$  — grosimea izolației creștăturii

$$\eta = \frac{\Lambda_p}{\Lambda_p + \Lambda_{Fe}} \text{ cu } \Lambda_p = \beta \alpha_{cFe} S_{cFe} + \alpha_l S_l$$

$$\beta = 1 + \frac{\alpha_l S_l}{\Lambda_l}$$

$$\Lambda_l = \frac{c S_l}{l'} \lambda_q$$

$\lambda_q$  — conductivitatea transversală a pachetului de tole;

$S_l$  — aria pereților laterali ai pachetului de tole;

$\alpha_l$  — coeficientul de transmisie a căldurii de la pachet la aerul de răcire din canalul radial de ventilație (tabela 1.11)

Tabela 1.11

Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție de la pachetul de tole la canalul radial

$\alpha_l \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$	34	55	78	96	113	126
$v_{a2} \text{ m/s}$	4	8	12	16	20	24

$v_{a2}$  — viteza medie a aerului în canalul de ventilație;

$S_{cFe}$  — aria totală a mantalei pachetului de tole;

$\alpha_{cFe}$  — coeficientul de transmisie a căldurii prin întrefier și canalele axiale de ventilație:  $\alpha_{cFe} = 28[1 + \sqrt{v_a}]$ , în care  $v_a = 0,5 \frac{\pi D n}{60}$

$$b_2 = \frac{1}{\lambda} \left[ \frac{\alpha'_{cFe} P_{Fe1}}{\Lambda} \frac{l'}{l' + b_c} \frac{u_2}{s} + \frac{\alpha'_2 u_2}{s} \vartheta_{a2} + p_0 \right], \quad (241)$$

$$A_1 = \frac{1}{2} \left[ \frac{b_2}{a_2^2} - \frac{b_1}{a_1^2} \right] \frac{a_2 \text{ sh } \frac{a_2 l}{2}}{a_2 \text{ ch } \frac{a_1 l_f}{2} \text{ sh } \frac{a_2 l}{2} + a_1 \text{ sh } \frac{a_1 l_f}{2} \text{ ch } \frac{a_2 l}{2}}, \quad (242)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} \left[ \frac{b_1}{a_1^2} - \frac{b_2}{a_2^2} \right] \frac{a_1 \text{ sh } \frac{a_1 l_f}{2}}{a_2 \text{ ch } \frac{a_1 l_f}{2} \text{ sh } \frac{a_2 l}{2} + a_1 \text{ sh } \frac{a_1 l_f}{2} \text{ ch } \frac{a_2 l}{2}}, \quad (243)$$

$$\text{unde: } \Lambda = \frac{\Lambda_p + \beta \Lambda_{Fe}}{\beta}$$

$$\alpha'_2 = \frac{b_c \alpha_2 + \eta l' \alpha_{Fe}}{l' + b_c}$$

- $P_{Fe1}$  — pierderile într-un pachet de tole;  
 $\vartheta_{a2}$  — încălzirea medie a mediului de răcire în zona pachetului de tole.

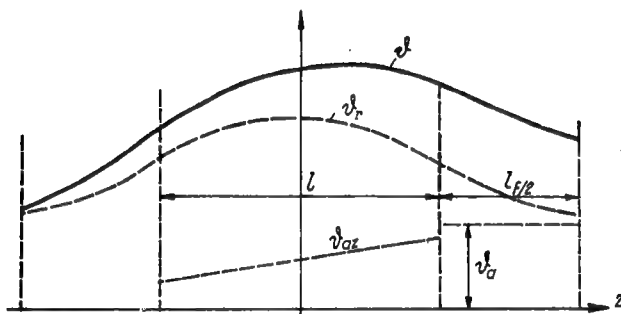


Fig. 1.35. Curbele încălzirilor într-o mașină electrică:  
 $\vartheta$  — încălzirea bobinei la mașina cu ventilație axială;  $\vartheta_r$  — încălzirea bobinei la mașina cu ventilație radială;  $\vartheta_{az}$  — încălzirea mediului de răcire.

Încălzirea medie a pachetului de tole se calculează după relația:

$$\vartheta_m = \frac{P_{Fe1}}{\Lambda} + v^2 - \eta(\vartheta_2 - \vartheta_{a2}); \quad (244)$$

s-a aproximat încălzirea bobinei în lungul unui pachet de tole egală cu încălzirea maximă  $\vartheta_2$  [relația (234)] a laturii de bobină dispusă în creștătură.

Curba încălzirii bobinei față de mediul ambiant se determină după ce s-a ales tipul de ventilație al mașinii; la mașina cu ventilație radială, curba încălzirii bobinei are alura curbei prezentate în figura 1.33.

La mașina cu ventilație axială curba încălzirii se obține aproximativ, adunând grafic la încălzirea obținută mai sus la mașina cu ventilație radială, încălzirea mediului de răcire la trecerea prin mașină (v. fig. 1.35); încălzirea medie a înfășurării rezultă din relația (237), în care intervine și parametrul  $b_2$  dat de relația (241); pentru calculul acestui parametru se alege  $\vartheta_{a2}$  ( $\vartheta_{a2}$  se ia aproximativ egal cu încălzirea mediului de răcire la mijlocul mașinii  $\vartheta_{a2} \approx 0,5 \vartheta_a$ , iar încălzirea  $\vartheta_a$  a mediului de răcire la ieșirea din mașină se precizează la calculul debitului mediului de răcire).



### 1.3.6. Răcirea și ventilația mașinilor electrice

Căldura dezvoltată în mașina electrică trebuie transmisă mediului ambiant pentru a se evita încălzirea peste valorile limită admisibile ale izolației înfășurărilor, miezului etc. Mediul de răcire care se alege pentru transmiterea căldurii de la suprafețele încălzite la mediul ambiant este aerul, apa, uleiul, hidrogenul etc. Pentru precizarea mediului și tipului de răcire al mașinii, sau transformatorului se efectuează în general calculul încălzirii și ventilației în mai multe variante și se adoptă varianta care prezintă preț de cost minim, simplitate și siguranță în funcționare etc.

După tipurile de răcire mașinile se clasifică astfel :

*a. mașini cu răcire proprie*, denumită și răcire naturală; în aceste mașini mediul de răcire este antrenat în mișcare de părțile mobile ale mașinii;

*b. mașini cu autoventilație*; în acest caz aerul de răcire este acționat de un ventilator dispus pe axul mașinii în interiorul mașinii sau în exterior. Autoventilația interioară se prevede la mașinile de construcție deschisă, protejată sau închisă; autoventilația exterioară se prevede la mașinile de construcție închisă;

*c. mașini cu ventilație exterioară*; în aceste mașini aerul de răcire este pus în mișcare de un ventilator acționat de un motor propriu. Acest tip de răcire este adoptat la mașinile care funcționează cu un reglaj al vitezei în limite largi și la care autoventilația nu mai este eficientă la turații reduse;

*d. mașini răcite cu apă, hidrogen etc.*; utilizarea unui alt mediu de răcire decât aerul este adoptată în special la mașinile de puteri mari sau la mașinile speciale.

După direcția de circulație a mediului de răcire prin mașină se deosebesc : mașini cu ventilație axială (mediul de răcire este absorbit printr-una din părțile frontale și refulat prin cealaltă) și mașini cu ventilație radială (mediul de răcire este absorbit prin părțile frontale și refulat prin suprafața laterală).

La mașinile de puteri mici și mijlocii se adoptă în general răcirea proprie sau răcirea prin autoventilație.

În cazul răcirii prin autoventilație se determină prin calcul valorile următoarelor mărimi :

- debitul aerului de răcire, necesar pentru dimensionarea ventilatorului;
- căderea de presiune între secțiunea la intrare a aerului în mașină și secțiunea la ieșire, necesară pentru dimensionarea ventilatorului;
- viteza aerului de răcire în canale și viteza la suprafața părților active ale mașinii, necesare pentru calculul coeficienților de transmisie a căldurii prin convecție.

*Debitul aerului* prin mașină rezultă din expresia :

$$Q = \frac{\Sigma P'}{c\vartheta_a}, \quad (245)$$

în care :

$\Sigma P'$  reprezintă suma pierderilor transformate în căldură evacuate de aerul de răcire;

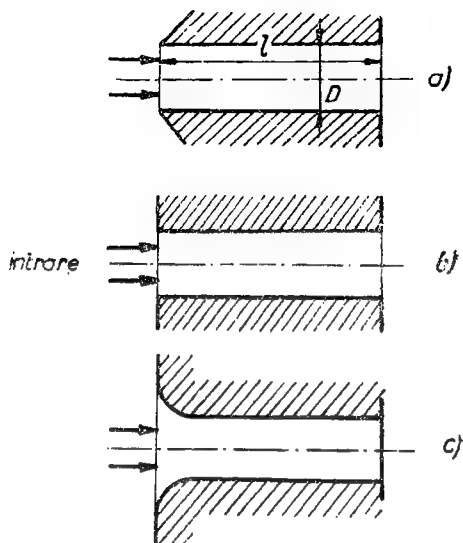


Fig. 1.36. Forme geometrice ale canalelor de ventilație :

a — canal cu muchiile de intrare ascuțite;  
b — canal cu muchiile de intrare drepte;  
c — canal cu muchiile de intrare rotunjite.

$c$  este căldura specifică a aerului;

$\vartheta_a$  — încălzirea aerului la trecerea prin mașină.

Cu  $\Sigma P'$  în kW,  $c = 1,1 \text{ kJ/}^\circ\text{C m}^3$  și  $\vartheta_a$  în  $^\circ\text{C}$  rezultă debitul aerului, în  $\text{m}^3/\text{s}$ . Pentru încălzirea aerului  $\vartheta_a$  se adoptă o valoare cuprinsă între 15 și  $25^\circ\text{C}$ .

*Căderea de presiune* a aerului în mașină se determină prin însumarea căderilor parțiale de presiune ale aerului la trecerea prin diferitele canale ale mașinii. Căderea de presiune într-o conductă sau la trecerea dintr-o conductă într-alta este proporțională cu presiunea dinamică  $\rho v^2/2$ .

$$p = \xi \frac{\rho v^2}{2}, \quad (246)$$

în care

$\rho$  este densitatea (la aer  $\rho \approx 1,22 \text{ kg/m}^3$ );

$v$  — viteza aerului.

Factorul de proporționalitate  $\xi$  depinde de forma geometrică a profilului la intrarea aerului în canal, de dimensiunile și gradul de prelucrare a canalului și are următoarele valori :

$\xi_i = 0,7...1$  la intrarea aerului într-o conductă cu muchiile ascuțite (fig. 1.36,a);

$\xi_i = 0,5$  la intrarea aerului într-o conductă cu muchiile drepte (fig. 1.36,b);

$\xi_i = 0,2...0$  la intrarea aerului într-o conductă cu muchiile rotunjite (fig. 1.36,c);

$\xi_i = 0,1 \frac{l}{D}$  la trecerea aerului prin canale matrițate de lungime  $l$  și diametru  $D$ ;

$\xi_i = 0,025 \frac{l}{D}$  la trecerea aerului prin canale netede.

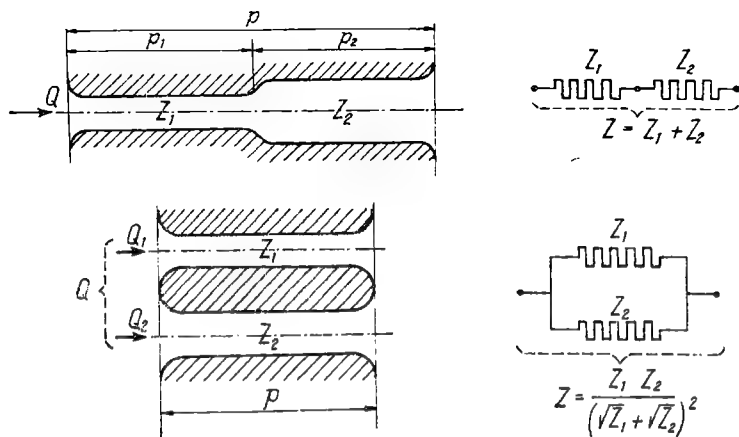


Fig. 1.37. Racordarea canalelor de ventilație în serie (a), respectiv în paralel (b).

Căderea de presiune  $p$  se exprimă în funcție de debit

$$p = ZQ^2, \quad (247)$$

unde în concordanță cu relația (246) și ținând seama că viteza aerului este  $v = \frac{Q}{S}$ , s-a notat cu :

$$Z = \xi \frac{\rho}{2} \frac{1}{S^2} \quad (248)$$

și este denumită *rezistența aerodinamică* a conductei,  $S$  fiind aria secțiunii conductei.

Din relația (247) rezultă că pentru a determina căderea de presiune  $p$  într-o mașină electrică trebuie calculată rezistența aerodinamică totală a mașinii.

*Rezistența aerodinamică echivalentă a două canale racordate în serie* fig. 1.37,a este egală cu suma rezistențelor aerodinamice parțiale. Canalele conectate în serie sînt străbătute de același debit  $Q$ ; prin urmare, căderile de presiune sînt :

$$p_1 = Z_1 Q^2, \quad (249)$$

$$p_2 = Z_2 Q^2, \quad (250)$$

iar căderea de presiune totală este :

$$p_{12} = p_1 + p_2 = (Z_1 + Z_2) Q^2. \quad (251)$$

Din această relație rezultă rezistența aerodinamică echivalentă

$$Z_{12} = Z_1 + Z_2. \quad (252)$$

*Rezistența echivalentă a două canale racordate în paralel* (fig. 1.37, b) se determină astfel: căderea de presiune între secțiunile de intrare și ieșire este aceeași, încît se poate scrie:

$$p = Z_1 Q_1^2 = Z_2 Q_2^2; \quad (253)$$

pe de altă parte, debitul total este egal cu suma debitelor parțiale:

$$Q = Q_1 + Q_2. \quad (254)$$

Rezistența aerodinamică echivalentă rezultă din relația (247). În acest scop, relația (254) se poate scrie:

$$Q = \sqrt{\frac{p}{Z_1}} + \sqrt{\frac{p}{Z_2}}, \quad (255)$$

sau

$$\frac{Q}{\sqrt{p}} = \frac{1}{\sqrt{Z}} = \frac{1}{\sqrt{Z_1}} + \frac{1}{\sqrt{Z_2}}, \quad (256)$$

încît rezistența aerodinamică echivalentă este

$$Z = \frac{Z_1 Z_2}{(\sqrt{Z_1} + \sqrt{Z_2})^2}. \quad (257)$$

*Rezistența aerodinamică a mașinii* se determină din schema echivalentă a rezistențelor aerodinamice parțiale. În figura 1.38 s-a reprezentat o secțiune longitudinală parțială printr-o mașină electrică împreună cu schema echivalentă a rezistențelor aerodinamice; s-a neglijat efectul de ventilator al capetelor de bobină și s-a considerat că mașina prezintă canale axiale de ventilație. Rezistența aerodinamică echivalentă rezultă din schema echivalentă:

$$Z = Z_i + \frac{(Z_{\delta i} + Z_{\delta}) (Z_{ci} + Z_c)}{(\sqrt{Z_{\delta i} + Z_{\delta}} + \sqrt{Z_{ci} + Z_c})^2} + Z_e. \quad (258)$$

Rezistențele aerodinamice parțiale se calculează după relația (248).

Cu debitul aerului determinat din relația (245) și rezistența aerodinamică echivalentă din relația (258), rezultă căderea de presiune din mașină din relația (247).

Viteza aerului de răcire la suprafața capetelor de bobine în întrefier, în canalele de ventilație etc., se determină din raportul debitului la aria secțiunii de trecere. În acest scop se determină căderile de presiune în fiecare canal și debitele prin fiecare circuit din schema echivalentă. De exemplu, în cazul schemei echivalente din figura 1.38 rezultă:

$$p_i = Z_i Q^2 \quad (259)$$

$$p_e = Z_e Q^2 \quad (260)$$

iar

$$p_{\delta} = p_c = p - (p_i + p_e); \quad (261)$$

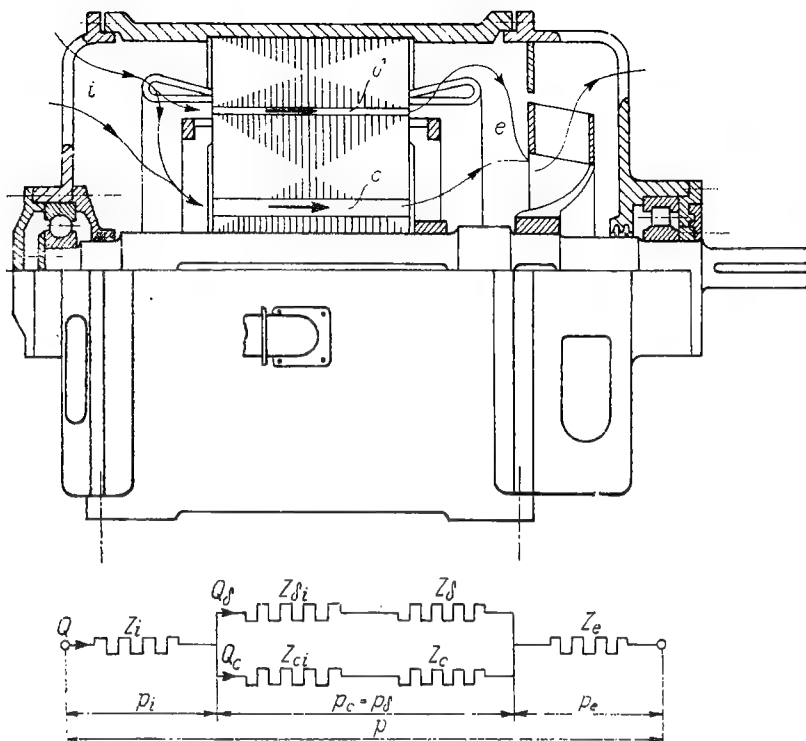


Fig. 1.38. Secțiunea longitudinală parțială printr-o mașină electrică (sus) și schema echivalentă simplificată (jos) a rezistențelor aerodinamice:

$Z_i$  — rezistența aerodinamică de intrare în mașină;  $Z_{\delta i}$  — rezistența de intrare în întrefier;  $Z_{\delta}$  — rezistența în întrefierului;  $Z_{\delta e}$  — rezistența de ieșire din întrefier;  $Z_{ci}$  — rezistența de intrare în canalele de ventilație;  $Z_c$  — rezistența canalului de ventilație;  $Z_{ce}$  — rezistența de ieșire din canalul de ventilație;  $Z_e$  — rezistența de ieșire din mașină.

cunoscând căderile de presiune  $p_{\delta} = p_c$  rezultă debitele  $Q_{\delta}$  și  $Q_c$ .

$$Q_{\delta} = \sqrt{\frac{p_{\delta}}{Z_{\delta i} + Z_{\delta}}} \quad \text{și} \quad Q_c = \sqrt{\frac{p_c}{Z_{ci} + Z_c}}; \quad (262, 263)$$

se determină apoi vitezele aerului de răcire în părțile frontale, în canalele axiale de ventilație și la suprafața rotorului.



## 2. PROIECTAREA MAȘINII DE CURENT CONTINUU CU COLECTOR

Tema de proiectare a unei mașini de curent continuu cu colector cuprinde în primul rând datele nominale ale mașinii; datele nominale de bază sînt următoarele :

- puterea nominală  $P_n$  a mașinii, în kW sau W;
- tensiunea nominală la borne  $U_{bn}$ , în V;
- turația nominală  $n_n$ , în rot/min.

Totodată, se precizează și anumite caracteristici constructive, respectiv funcționale :

- tipul de protecție și tipul constructiv;
- regimul de funcționare (motor, generator) și diagrama sarcinii sau regimul de lucru (de durată, de scurtă durată, intermitent);
- tipul de excitație (excitație independentă, derivație, serie sau compund).

Datele nominale, caracteristicile constructive și funcționale se stabilesc în dependență de condițiile de funcționare ale mașinii, la proiectarea întregului sistem (de exemplu, la proiectarea unui laminor, a unui vehicul cu tracțiune electrică, a unei nave etc.).

Pe baza acestor date, a standardelor în vigoare și a practicii de fabricație a întreprinderii se cere să se elaboreze proiectul mașinii în care să fie tratate problemele specificate în 1.1.

### 2.1. CONSTRUCȚIA MAȘINII DE CURENT CONTINUU CU COLECTOR

Terminologia subansamblurilor și a pieselor componente ale mașinilor electrice este nominalizată în STAS 4296-54.

Tipul constructiv frecvent întîlnit pentru mașina de curent continuu este reprezentat în figura 2.1; mașina de curent continuu cu colector se compune dintr-un inductor dispus în stator și un indus format de rotor [9], [10].

Mașina de curent continuu se construiește fără poli de comutație numai pentru puteri mici și tensiune joasă; pentru puteri mai mari de peste

1 kW mașina se construiește în general cu poli de comutație (denumiți și poli auxiliari), dispuși între polii principali.

Mașina de curent continuu de putere nominală mare, cu variații bruște ale sarcinii se construiește cu înfășurare de compensare; în acest caz se reduce fluxul de scăpări al polilor de comutație și se mărește astfel eficiența acestora.

*Indusul mașinii de curent continuu.* Miezul feromagnetic al indusului este construit din tole de grosime 0,5 mm, ștanțate din tablă silicioasă, izolate între ele și împachetate direct pe ax (la mașinile bipolare și tetrapolare) sau pe butuc (la mașinile având  $p \geq 2$  și diametrul indusului mare).

La o lungime a miezului feromagnetic mai mare de 15–20 cm, miezul se execută sub formă de pachete de 4–6 cm lungime, între care se prevăd canale radiale de răcire având lărgimea de 1–1,2 cm, pentru a mări suprafața de transmisie a căldurii.

Tolele sint presate între ele cu o presiune de 50–100 N/cm<sup>2</sup>.

În tole sint ștanțate creștăturile (fig. 2.2) în care se așază înfășurarea indusului. Creștăturile se construiesc de obicei deschise, pentru a rezulta o inductivitate de scăpări a bobinei mai mică. La mașinile cu canale radiale de răcire se prevăd și canale axiale prin care mediul de răcire poate avea acces spre canalele radiale.

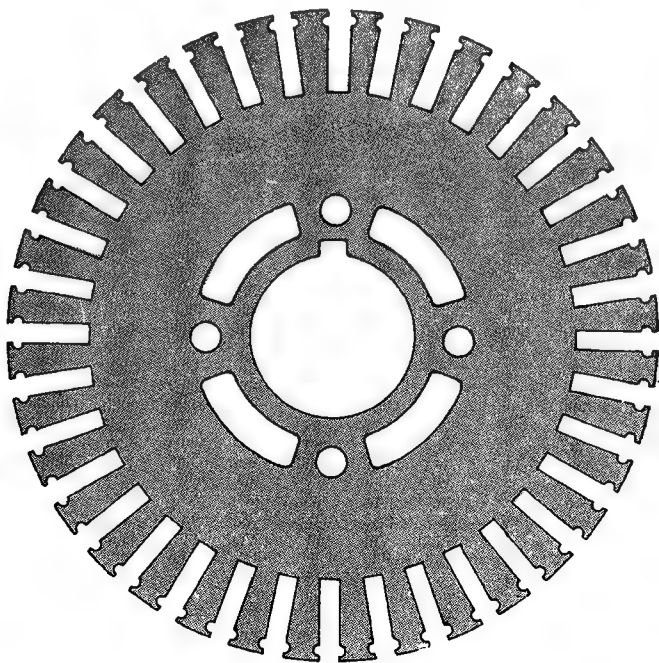


Fig. 2.2 Tolă pentru indus.

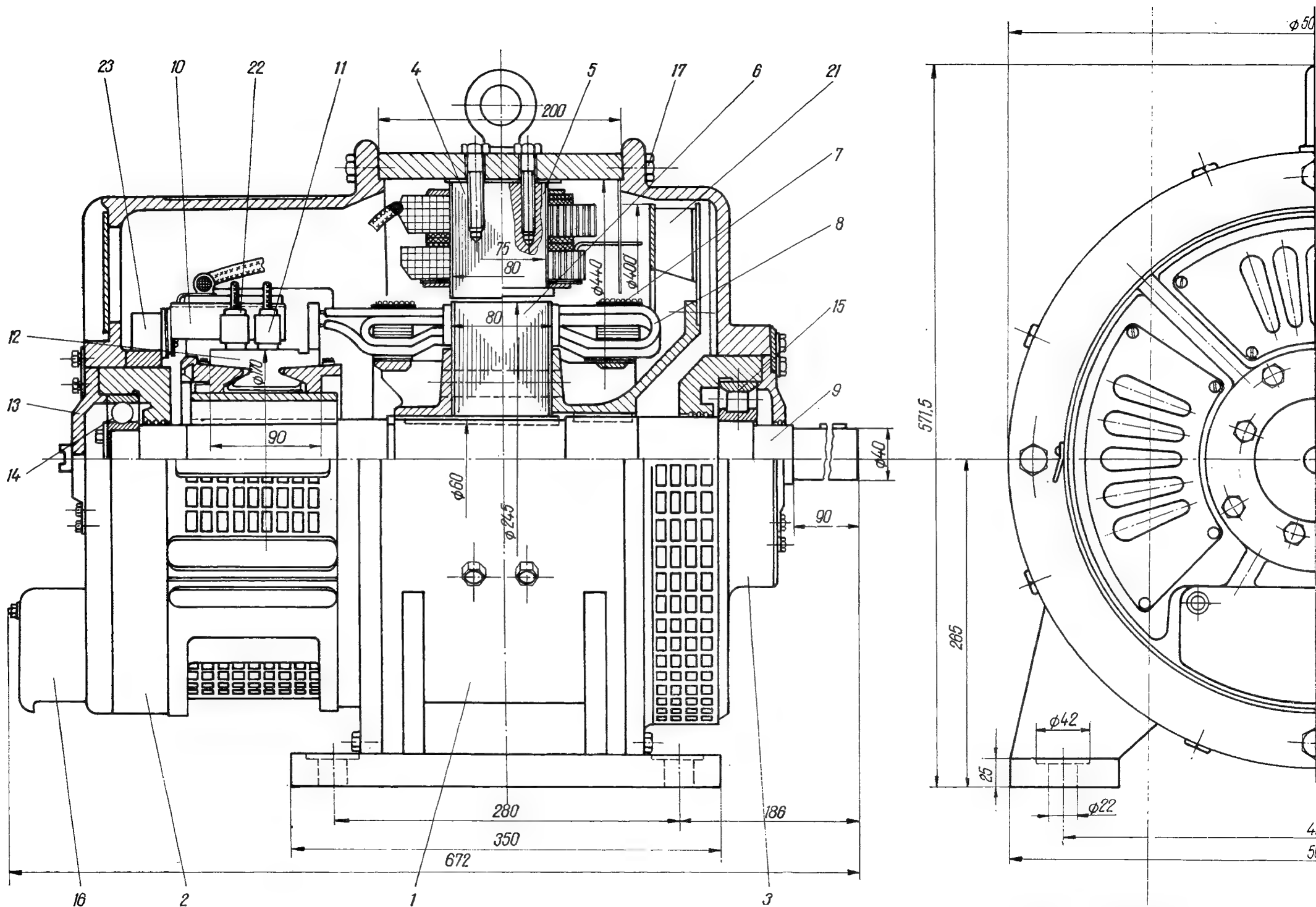


Fig. 2.1. Secțiunea longitudinală și transversală printr-o mașină de curent continuu tip PN—100 de 10 [KW], 1 500 [rot/min]:

1 — carcasă; 2 — scut suport; 3 — scut tracțiune; 4 — polul principal; 5 — polul de comutație; 6 — pachetul de tole rotorice; 7 — bandaj rotor; 8 — înfășurarea rotorului; 9 — ax (arbore); 10 — suport portperii; 11 — rulment cu bile; 12 — rulment cu role; 13 — cutie de borne; 14 — bulonul de fixarea scutului; 15 — bobină de comutație; 16 — bobină de excitație; 17 — inel de ridicare; 18 — ventilator; 19 —



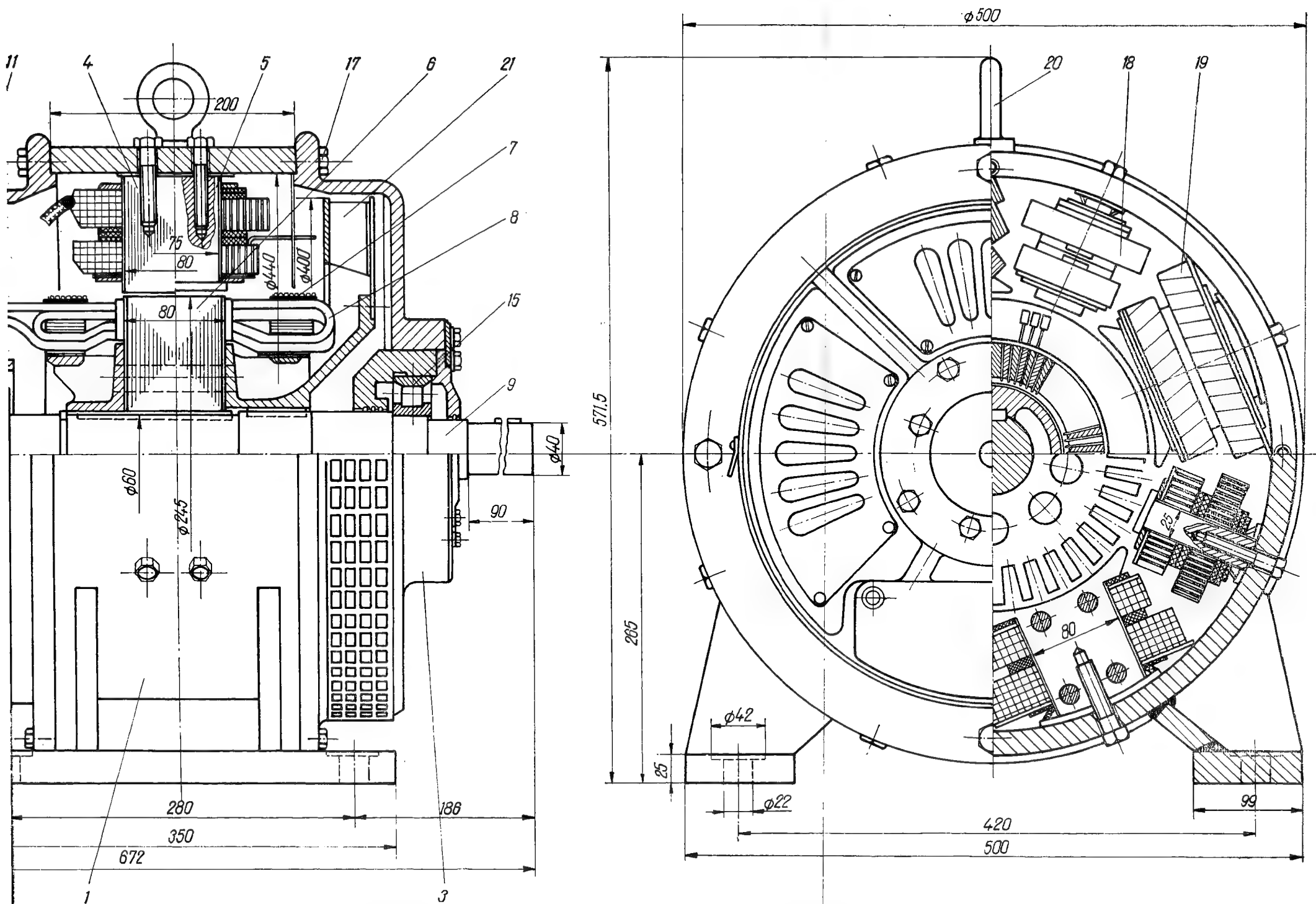


Fig. 2.1. Secțiunea longitudinală și transversală printr-o mașină de curent continuu tip PN—100 de 10 [KW], 1 500 [rot/min] :

1 — polul principal; 5 — polul de comutație; 6 — pachetul de tole rotorice; 7 — bandaj rotor; 8 — înfășurarea rotorului; 9 — ax (arbore); 10 — suport portperiei; 11 — portperie; 12 — colector; 13 — căpăcel exterior; 14 — rulment cu role; 16 — cutie de borne; 17 — bulonul de fixarea scutului; 18 — bobină de comutație; 19 — bobină de excitație; 20 — inel de ridicare; 21 — ventilator; 22 — perie; 23 — colier port-perie.

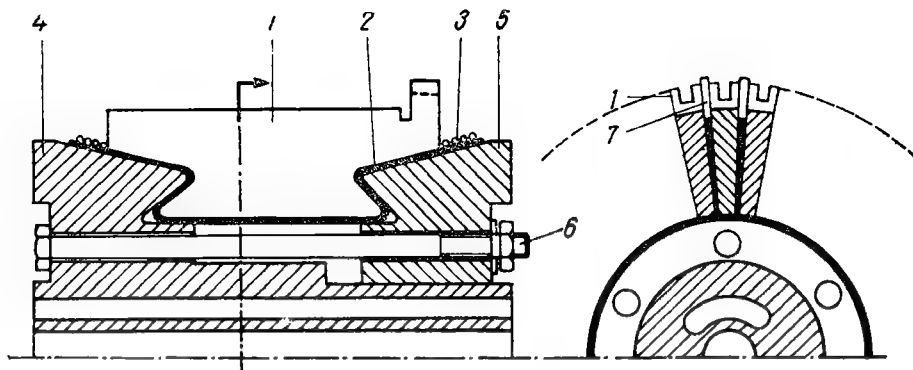


Fig. 2.3 Secțiunea longitudinală și transversală (parțială) a colectorului:  
1 — lamela; 2 — conul de micanită; 3 — bandajul; 4 — butucul colectorului; 5 — inelul de stringere; 6 — bulon de stringere; 7 — lamela izolantă.

*Înfășurarea indusului* este executată din conductor de cupru izolat și este repartizată în creștături izolate. Laturile bobinelor sînt menținute în creștătură de pene care închid creștătura, sau sînt consolidate prin bandaje din sîrmă de bronz fosforos sau din oțel. Capetele bobinelor sînt consolidate, pentru a nu se deforma sub acțiunea forțelor centrifuge, prin bandaje de sîrmă.

*Colectorul.* Colectorul este executat din lamele de cupru, izolate una față de alta prin micanită și construite pentru fixare sub formă de coadă de rîndunică, (fig. 2.3), de  $H$  etc. Grosimea lamelei de colector este cuprinsă între 2 și 12 mm. Grosimea izolației dintre lamele este de 0,5—1,5 mm și depinde de diametrul colectorului și de tensiunea dintre lamele. Lamelele colectorului împreună cu izolația dintre ele sînt consolidate pe un butuc (izolate față de acesta) prin intermediul unui inel de presare. Izolația lamelilor față de inelul de presare și față de butuc este din micanită de 1,5 mm grosime. Colectoarele se construiesc de acest tip, pentru viteze periferice ale colectorului pînă la 25 m/s.

*Polii inductori.* Miezul feromagnetic al polilor inductori denumiți și poli principali este construit la mașina de curent continuu din tablă de oțel, de grosime 0,5—1,5 mm. Tolele (fig. 2.4) nu se izolează și sînt asamblate împreună prin buloane nituite. Secțiunea miezului polului inductor executat din tole este de formă dreptunghiulară sau pătrată. La mașinile de puteri mici, polii inductori se execută de obicei din oțel masiv; secțiunea polului poate fi în acest caz și de formă circulară. Avantajele polilor inductori construiți din tole sînt următoarele: se asigură o omogenitate a polului, se reduc simțitor pierderile de suprafață în piesa polară, iar procesul tehnologic este mai ușor (se evită prelucrări mecanice după profile speciale).

Înfășurarea de excitație se execută sub forma unor bobine concentrate așezate pe polii inductori.

*Polii de comutație.* Miezul feromagnetic al polilor de comutație este executat din oțel masiv; la mașinile de curent continuu cu variații bruște ale sarcinii, polii de comutație se execută lamelați.

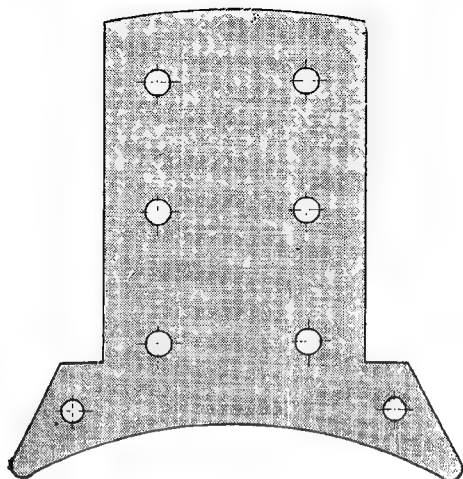


Fig. 2.4. Tolă pentru polul inductor

**Jugul inductor.** Jugul inductor îndeplinește de obicei la mașina de curent continuu și rolul de carcasă. Polii inductori și polii de comutație sînt fixați prin buloane de jugul inductor. În acest scop jugul este executat din oțel sau (mai rar) din fontă. Lungimea jugului inductor este mai mare decît lungimea polului inductor, astfel încît aceasta să protejeze și bobinele polilor inductori, respectiv ale polilor de comutație. Pe carcasă se prevăd cutia de borne, plăcuța indicatoare conform STAS 3528—63, inelul de ridicare, tălpile de fixare.

**Scuturile.** Pentru centrarea și susținerea rotorului față de stator, mașina de curent continuu este prevăzută cu scuturi frontale executate fie din oțel sau fontă turnată, fie din tablă de oțel sudată. În scuturi sînt prevăzute lagărele în care se învîrtește axul mașinii. Pe scutul situat de partea colectorului este montat colierul cu tijele portperiilor, portperiile și periile.

Lagărele mașinii de curent continuu sînt de alunecare (la generatoare și la mașini de puteri mari), sau de rulare (la mașini de puteri mici și mijlocii — îndeosebi la motoare).

## 2.2. DETERMINAREA PUTERII ELECTROMAGNETICE ȘI A TENSIUNII ELECTROMOTOARE

La mașina de curent continuu, *puterea electromagnetică* se exprimă în funcție de puterea nominală și de randament, iar *tensiunea electromotoare* se exprimă în funcție de tensiunea la borne și de randament.

*Puterea electromagnetică*  $P_i$  la funcționarea mașinii în regim de generator este egală cu puterea nominală  $P_n = P$  a mașinii plus pierderile elec-

trice din circuitul indusului  $P_j$ , la care se adaugă — în cazul mașinilor cu autoexcitație — și pierderile din circuitul de excitație  $P_e$ , iar la funcționarea în regim de motor este egală cu puterea nominală plus suma pierderilor mecanice și de ventilație  $P_{f,v}$  și în miezul feromagnetic  $P_m$ ; prin urmare:

$$\text{la generator } P_i = P + P_j + P_e, \quad (1)$$

$$\text{la motor } P_i = P + P_{f,v} + P_m. \quad (2)$$

Pentru a stabili o expresie a puterii electromagnetice în funcție de puterea nominală și de randament se presupune că pierderile electrice  $P_j + P_e$  sînt egale cu pierderile acoperite pe cale mecanică  $P_{f,v} + P_m$

$$P_j + P_e \approx P_{f,v} + P_m; \quad (3)$$

din definiția randamentului:

$$\eta = \frac{P}{P + P_j + P_e + P_{f,v} + P_m}, \quad (4)$$

rezultă cu ipoteza exprimată de relația (3):

$$P_j + P_e \approx P_{f,v} + P_m = \frac{1 - \eta}{2\eta} P. \quad (5)$$

În consecință, expresia puterii electromagnetice din relațiile (1) și (2) devine:

$$P_i = \frac{1 + \eta}{2\eta} P. \quad (6)$$

Randamentul  $\eta$  se precizează în comparație cu mașinile construite sau în funcție de eficiența tehnico-economică a mașinii; mașinile cu randament ridicat necesită un consum specific de materiale mai mare și, prin urmare, prețul lor de cost este mai mare și invers: mașinile al căror preț de cost este redus au randamentul în general mai scăzut și costul pierderilor care se produc, la exploatarea mașinii, este mai mare. Mașina este eficientă cînd cheltuielile totale (suma dintre prețul de cost raportat la durata de funcționare și costul pierderilor anuale) sînt minime.

În figura 2.5 sînt reprezentate curbe ale randamentului, în funcție de putere și turație pentru mașini construite.

Tensiunea electromotoare  $U_e$  la regim nominal de funcționare rezultă din ecuația tensiunilor:

$$U_e = U_b \pm (RI_t + \Delta U_p); \quad (7)$$

semnul (+) corespunde funcționării mașinii în regim de generator, iar semnul (−) în regim de motor;  $I_t$  este curentul din circuitul indusului egal cu curentul  $I$  din rețea la mașinile cu excitație separată sau serie; dacă  $i_e$  este curentul de excitație la mașina cu excitație derivație, iar  $I$  curentul luat de mașină de la rețea, rezultă  $I_t = I + i_e$  [semnul (+) corespunde funcțio-

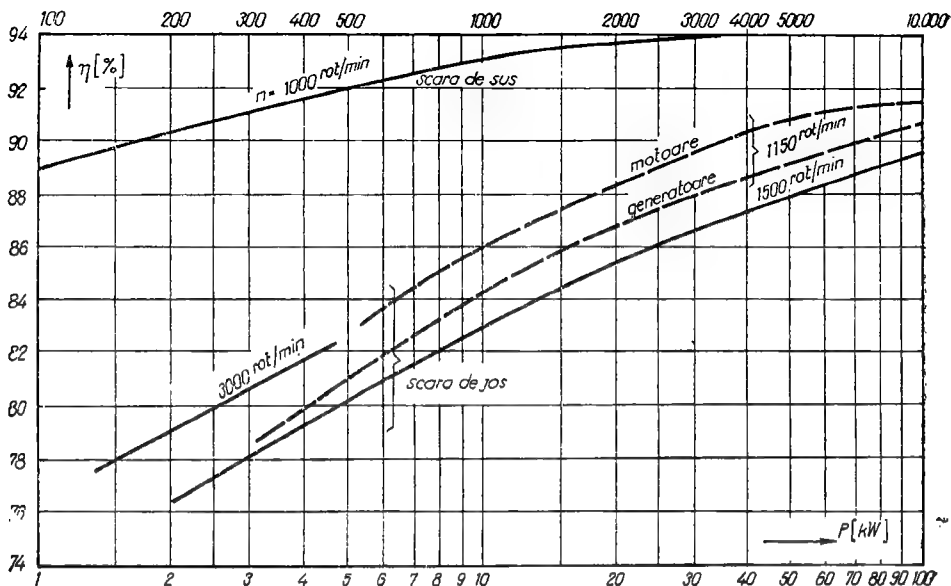


Fig. 2.5. Curbele randamentului la mașini construite (curbele trasate pentru turația 1150 rot/min corespund unor mașini de fabricație americană).

nării mașinii în regim de generator, iar semnul (—) în regim de motor]. Dacă se neglijează căderea de tensiune la perii  $\Delta U_p$  și pierderile în circuitul de excitație (deci  $I_e \approx I$ ), pentru căderea de tensiune din circuitul indusului rezultă din relația (5) expresia :

$$RI = \frac{1 - \eta}{2\eta} \frac{P}{I}; \quad (8)$$

în care  $R$  este rezistența circuitului indusului; la generator  $P = U_b I$ , iar la motor  $\frac{P}{\eta} = U_b I$ , încît rezultă :

$$RI = \frac{1 + \eta}{2\eta} U_b \text{ la funcționarea mașinii în regim de generator; } \quad (9)$$

$$RI = \frac{1 + \eta}{2} U_b \text{ la funcționarea mașinii în regim de motor. } \quad (10)$$

Înlocuind pe  $RI$  în relația (7), cu ipotezele menționate mai sus, rezultă pentru t.e.m. următoarele expresii de calcul :

$$U_e = \frac{1 + \eta}{2\eta} U_b \text{ pentru generator, } \quad (11)$$

$$U_e = \frac{1 + \eta}{2} U_b \text{ pentru motor. } \quad (12)$$

După dimensionarea înfășurărilor mașinii, valoarea t.e.m. trebuie recalculată conform relației (7) și trebuie să coincidă cu cea aproximată în calculul de mai sus.

### 2.3. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE ȘI DETERMINAREA NUMĂRULUI DE POLI

a. **Dimensiunile principale.** Dimensiunile principale ale unei mașini electrice de curent continuu, diametrul indusului  $D$  de partea întrefierului, lungimea ideală  $l_i$  a mașinii și lungimea ideală  $b_i$  a arcului polar se calculează în funcție de puterea electromagnetică  $P_i$ :

$$P_i = U_e I, \quad (13)$$

prin exprimarea tensiunii electromotoare  $U_e$  și a curentului  $I$  din indus, în funcție de dimensiunile mașinii și de solicitări; astfel, tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorului are expresia:

$$U_e = \frac{p}{a} n N \alpha_i \tau l_i B_s, \quad (14)$$

în care:

- $p$  este numărul de perechi de poli;
- $a$  — numărul de perechi de căi de curent;
- $N$  — numărul de conductoare al înfășurării indusului;
- $\alpha_i$  — factorul de acoperire polară ideală [relația (18), cap. 1];
- $\tau$  — pasul polar  $\left(\tau = \frac{\pi D}{2p}\right)$ ;
- $B_s$  — inducția magnetică în întrefier.

Curentul din indus se exprimă astfel:

$$I = \frac{\pi D A}{N} 2a, \quad (15)$$

în care  $A$  este pătura de curent.

Înlocuind pe  $U_e$  și  $I$  în relația (13), rezultă:

$$P_i = \pi^2 n \alpha_i D^2 l_i A B_s. \quad (16)$$

Se notează cu:

$$\sigma = \alpha_i A B_s \quad (17)$$

și reprezintă efortul tangențial mediu egal cu forța tangențială pe unitatea

de suprafață laterală a indusului  $\left(\sigma = \frac{M}{\pi D l_i}, M \text{ fiind cuplul electromagnetic, iar } R \text{ — raza indusului}\right)$ ; valoarea forței tangențiale specifice este cuprinsă între 50 și 300 N/dm<sup>2</sup>.

În proiectarea mașinilor electrice s-a mai introdus notația :

$$C = \pi^2 \alpha_i A B_s = \pi^2 \sigma, \quad (18)$$

denumită constanta de utilizare a mașinii.

Cu aceste notații relația (16) devine :

$$P_i = \pi^2 D^2 l_i n \sigma \quad (19)$$

sau :

$$P_i = D^2 l_i n C; \quad (20)$$

prin urmare, conform acestor relații, puterea electromagnetică a mașinii de curent continuu este direct proporțională cu volumul aparent al indusului  $V_i = \frac{\pi D^2 l_i}{4}$ , cu turația  $n$  și cu forța tangențială specifică  $\sigma$ , respectiv cu constanta  $C$  a mașinii.

*Exemplu.* Calculul volumului indusului al unui motor de curent continuu:

$$P_n = 10 \text{ kW}, n = 1500 \text{ rot/min.}$$

La  $P_n = 10 \text{ kW}$ , rezultă din figura 2.5 randamentul  $\eta = 0,83$ .

Puterea electromagnetică calculată după relația (6) este :

$$P_i = 10 \frac{1 + 0,83}{2 \times 0,83} = 11 \text{ kW.}$$

$$\text{La } \frac{P_n}{n} = \frac{10\,000}{1\,500} = 6,67 \text{ W/rot/min, rezultă din figura 2.7, } C = 85 \dots 110 \text{ J/dm}^3;$$

se alege, de exemplu,  $C = 92 \text{ J/dm}^3$ .

Cu această valoare pentru  $C$  se calculează mărimea  $D^2 l_i$  proporțională cu volumul indusului, după relația (20) :

$$D^2 l_i = \frac{P_i}{n} \frac{1}{C} = \frac{11\,000}{1\,500/60} \cdot \frac{1}{92} = 4,8 \text{ dm}^3.$$

Din volumul aparent al indusului numai o parte este ocupat de miezul feromagnetic; rămâne o parte inactivă reprezentată de spațiul din interiorul jugului.

Luând valori mari pentru solicitările electrice și magnetice ( $A$  și  $B_s$ ) ale mașinii cresc pierderile în mașină și crește totodată încălzirea mașinii la putere electromagnetică  $P_i$  dată; la valori mici ale solicitărilor și putere electromagnetică dată, crește conform relației (16) volumul aparent al indusului, crește deci prețul de cost al mașinii.

Valorile solicitărilor electrice și magnetice întâlnite uzual la mașini construite sînt indicate în figura 2.6, în care s-a reprezentat  $A$  și  $B_s$  în funcție de raportul  $P/n$ ; forța tangențială specifică, respectiv constanta  $C$  la mașini construite sînt reprezentate în figura 2.7, în funcție de raportul  $P/n$ .

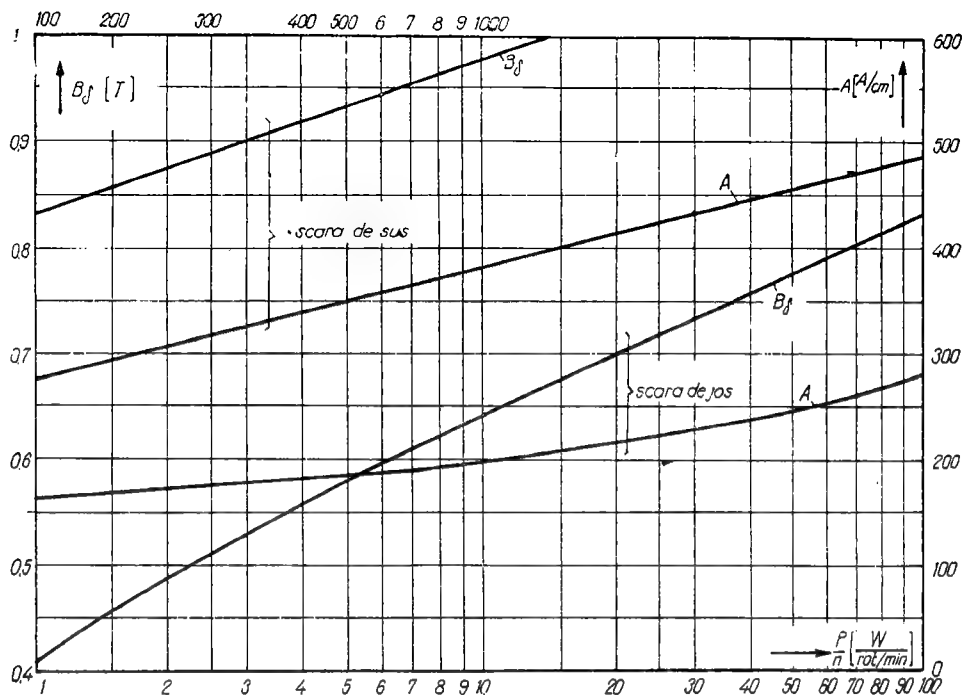


Fig. 2.6. Inducția magnetică în întrefier și pătura de curent în funcție de raportul  $P/n$  la mașinile de curent continuu cu poli de comutație.

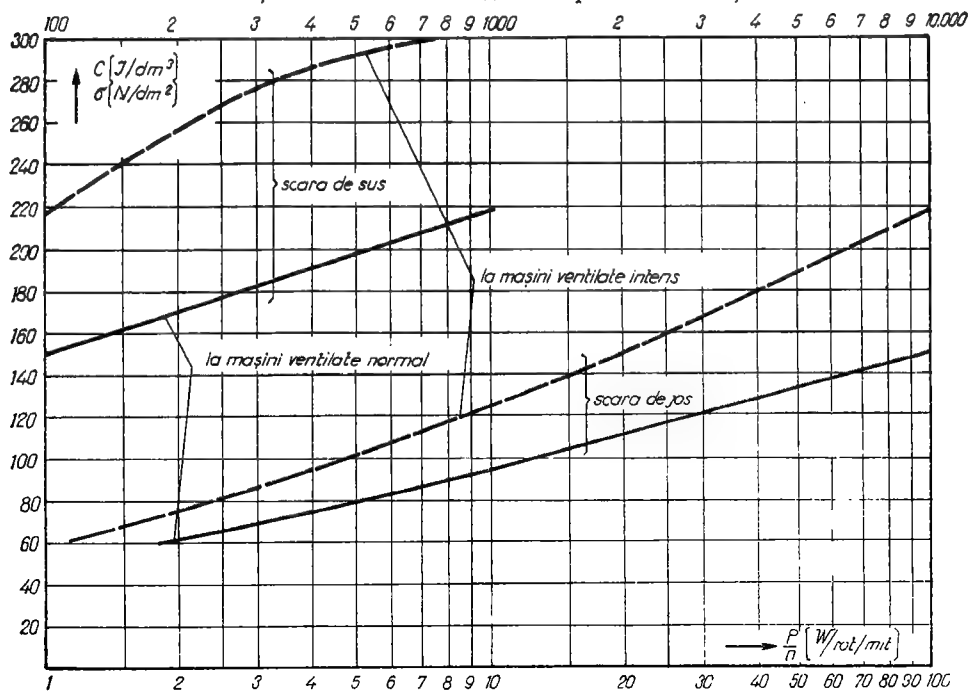


Fig. 2.7. Forța tangențială specifică  $\sigma$  și constanta de utilizare a mașinii  $C$  în funcție de  $P/n$  la mașinile cu poli de comutație.



Considerînd cunoscute valorile mărimilor  $A$  și  $B_8$ , respectiv  $\sigma$  sau  $C$ , una din relațiile (16), (19) sau (20), reprezintă o ecuație avînd drept necunoscute dimensiunile principale  $D$  și  $l_i$  ale mașinii.

Pentru determinarea dimensiunilor principale mai este necesară încă o relație care se stabilește în funcție de datele nominale și de condițiile de funcționare, avîndu-se în vedere că valoarea maximă a tensiunii dintre lamele este limitată, valoarea maximă a vitezei periferice a indusului este limitată, iar raportul  $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$  trebuie să aibă o valoare determinată, astfel încît prețul

de cost al mașinii să fie minim (respectiv volumul înfășurării — la volum aparent dat al miezului feromagnetic din indus — să fie minim).

$\alpha$ ) *Tensiunea între lamele este limitată.* Pentru a se evita apariția scintilelor între lamele, tensiunea dintre lamele este limitată. O tensiune mare între lamele rezultă îndeosebi la mașinile de puteri mari; acestea se execută cu o spiră pe bobină, astfel încît expresia t.e.m. maximă indusă în bobină la funcționarea în gol a mașinii este :

$$u_{e1} = 2 v l_i B_8, \quad (21)$$

sau cu  $v = \pi D n$ , se poate scrie :

$$u_{e1} = 2 \pi D n l_i B_8. \quad (22)$$

Valoarea maximă admisibilă pentru tensiunea între lamele, la funcționarea în gol, este :

$u_{e1 \max} = 30$  V la mașinile echipate cu înfășurări de compensare;

$u_{e1 \max} = 20$  V la mașinile fără înfășurări de compensare. (23)

Cînd tensiunea între lamele reprezintă o condiție limitativă, relația (22) reprezintă cea de-a doua ecuație pentru dimensiunile principale ale mașinii. În acest caz, din (16) și (22) rezultă :

$$P_i = \frac{u_{e1 \max}}{2} \pi \alpha_i D A; \quad (24)$$

de unde :

$$D = \frac{2 P_i}{\pi u_{e1 \max} \alpha_i A}, \quad (25)$$

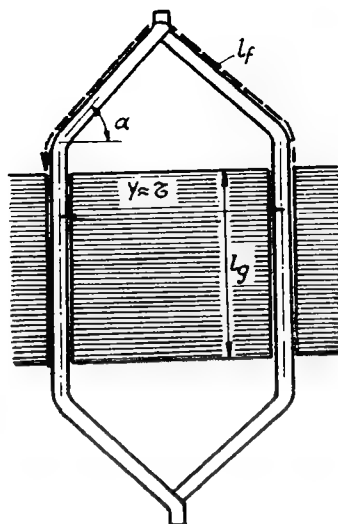
iar

$$l_i = \frac{u_{e1 \max}^2 \alpha_i A}{4 P_i n B_8}. \quad (26)$$

$\beta$ ) *Viteza periferică este limitată.* La mașinile de puteri mari și turație mare, viteza periferică a indusului reprezintă o condiție limitativă; la mașinile de curent continuu viteza este limitată la  $v_{\max} \leq 50$  m/s. Din această condiție rezultă la turația  $n$  dată, diametrul maxim al indusului

$$D = \frac{v_{\max}}{\pi n}; \quad (27)$$

Fig. 2.8. Dimensiunile unei spire a înfășurării indusului.



înlocuind pe  $D$  în (16), rezultă lungimea ideală a mașinii.

$$l_i = \frac{P_i n}{v_{max} \alpha_i A B_s} \quad (28)$$

$\gamma$ ) Raportul  $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$  optim. La mașinile de puteri mici și mijii.

siunea între lamele și viteza periferică a indusului au valori mici și nu reprezintă condiții restrictive pentru dimensionarea mașinii. În acest caz, cea de-a doua relație pentru determinarea dimensiunilor principale se obține din condiția de a se realiza o mașină care la un volum dat al miezului indusului [relația (16), (19) sau (20)] să necesite un volum minim pentru înfășurarea din indus și înfășurarea de excitație.

O spiră a înfășurării indusului, are lungimea minimă la suprafață dată când lungimea sa frontală  $2l_f \approx 2 \cdot \frac{\tau}{\cos \alpha}$  este aproximativ egală cu lungimea axială  $2l_g \approx 2l_i$  (v. fig. 2.8); rezultă astfel:

$$\frac{l_i}{\tau} \approx \frac{1}{\cos \alpha}, \quad (29)$$

Unghiul  $\alpha$  de înclinarea capătului de bobină este aproximativ de  $30^\circ$ ; prin urmare, relația (29) devine:

$$\frac{l_i}{\tau} \approx \frac{2}{\sqrt{3}}, \quad (30)$$

O spiră a înfășurării de excitație a cărei deschidere (distanța dintre laturi) este aproximativ jumătate din pasul polar, are lungimea minimă pentru:

$$\frac{l_i}{\tau} \approx \frac{1}{2}. \quad (31)$$

În consecință, volumul total la înfășurării indusului și înfășurării de excitație este minim, pentru raportul  $\lambda$  cuprins între limitele:

$$0,5 \leq \lambda = \frac{l_i}{\tau} \leq 1,16. \quad (32)$$

Deoarece problema nu prezintă un optimum critic, abateri relativ sensibile ale parametrului  $\lambda$  de la valoarea sa optimă, nu conduc la abateri sensibile ale volumului înfășurărilor de la valoarea minimă.

Luind o valoare pentru raportul  $\lambda$  cuprinsă între limitele de mai sus, rezultă din relația (19) diametrul  $D$

$$D = \frac{1}{\pi} \sqrt[3]{\frac{2pP_i}{\lambda n \sigma}}; \quad (33)$$

se calculează apoi pasul polar  $\tau$  și lungimea ideală  $l_i = \lambda \tau$ .

Pentru a determina diametrul  $D$  din relația (33) trebuie precizat mai întâi numărul de poli  $2p$  ai mașinii.

**b. Numărul de poli la mașina de curent continuu.** La o turație nominală dată prin tema de proiectare, numărul de perechi de poli se determină din condiția ca frecvența curenților turbionari induși în miezul indusului

$$f = pn \quad (34)$$

să nu depășească  $f_{max} = 50 \dots 100$  Hz; prin urmare,

$$p \leq \frac{f_{max}}{n}, \quad (35)$$

în care turația  $n$  se ia în rot/s.

Pentru a ilustra considerațiile următoare s-au desenat schematic în figura 2.9 două secțiuni transversale prin mașina de curent continuu, avînd aceleași date nominale (prin urmare, același  $D$  și  $l_i$ ) însă una corespunzătoare unei mașini bipolare (fig. 2.9,a), iar alta corespunzătoare unei mașini tetrapolare (fig. 2.9,b); față de mașina bipolară, la mașina tetrapolară pasul polar se reduce la jumătate, scad înălțimile jugurilor din inductor și indus la

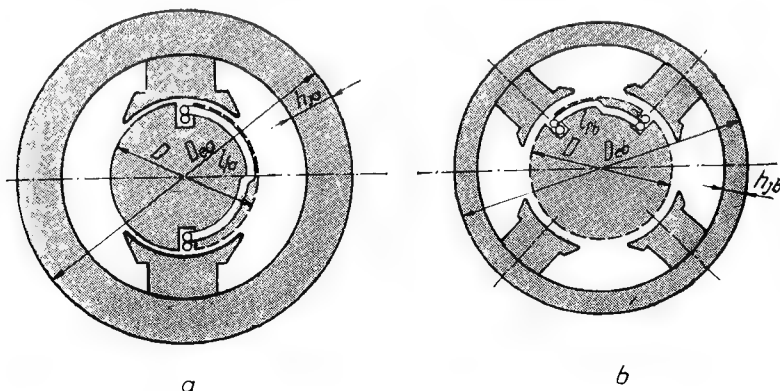


Fig. 2.9. Secțiune transversală schematică printr-o mașină de curent continuu.

jumătate, scade întrefierul (deoarece se reduce solenația de reacție a indusului pe pol), iar numărul de poli se dublează.

În consecință, la aceleași inducții în întrefier și în juguri, mașina cu un număr mai mare de poli este mai compactă (diametrul exterior  $D_{eb} < D_{ea}$ ), are volumul miezului feromagnetic mai redus, necesită o cantitate de material conductor pentru înfășurarea indusului mai mică, fiindcă se reduce lungimea capetelor de bobină ( $l_{fb} < l_{fa}$ ). La mașina cu un număr mai mare de poli pierderile în miezul indusului cresc (frecvența de magnetizare este mai mare), iar pierderile în înfășurarea indusului scad. Volumul înfășurării de excitație crește intrucitva, deoarece crește numărul bobinelor o dată cu numărul de poli; capetele de bobină sînt însă mai scurte, solenația de excitație este mai mică, și în consecință, bobinele se construiesc cu un număr mai redus de spire (lărgimea întrefierului la mașina cu număr mai mare de poli este mai mică, fiindcă solenația de reacție a indusului  $\alpha_r A$  este mai mică). Execuția mașinilor cu număr mai mare de poli implică o manoperă mai mare; mașinile cu număr mai mare de poli prezintă un flux de scăpări între polii inductori mai mare (deoarece se reduce intervalul dintre piesele polare).

La mașina avînd în indus o înfășurare buclată, numărul de căi de curent  $2a$  depinde și de numărul de poli:

$$2a = 2mp, \quad (36)$$

$m$  fiind ordinul de multiplicitate al înfășurării; din expresia tensiunii electromotoare indusă în înfășurare

$$U_e = \frac{p}{a} nN\Phi, \quad (37)$$

în care se înlocuiește  $a$  rezultat din relația (36), se obține:

$$U_e = \frac{1}{m} nN \frac{1}{p} (p\Phi); \quad (38)$$

din această relație rezultă că valoarea t.e.m. este invers proporțională cu numărul de poli, dacă fluxul total  $p\Phi$  și numărul de conductoare sînt constante ( $\Phi$  este fluxul util al unui pol:  $\Phi = \alpha_f \tau l_i B_\delta$ ).

Uneori este necesar să se calculeze prețul de cost al mașinii și pierderile la diferite numere de perechi de poli pentru a putea preciza prin comparație numărul de poli la care rezultă o mașină optimă.

Orientativ se prezintă în tabela 2.1 numerele de perechi de poli (uzuale la mașina de curent continuu), în funcție de putere și turație.

Tabela 2.1

Numărul de perechi de poli la mașina de curent continuu

$\begin{matrix} n \text{ rot/min} \\ P \\ \text{kW} \end{matrix}$	$\leq 500$	750	1 000	1 500	3 000
$< 1$	—	2; 3	2	2	1
1—10	—	3; 4; 6	2; 3	2	1; 2
10—100	—	3; 4; 6	2; 3; 4	2	1; 2
100—2000	4; 5; 6; 8	3; 4; 6	2; 3; 4	2	1; 2

După ce se determină dimensiunile principale  $D$ ,  $l_i$  și numărul de poli  $2p$ , se poate calcula lungimea ideală a arcului polar, după relația (18) din cap. 1; factorul de acoperire polară are o valoare mai redusă la mașina cu poli de comutație, deoarece în spațiul dintre polii principali trebuie dispuși polii de comutație. De aceea

$0,6 \leq \alpha_i \leq 0,75$  la mașinile cu poli de comutație

$0,7 \leq \alpha_i \leq 0,85$  la mașinile fără poli de comutație;

valorile mari ale factorului de acoperire polară ideală corespund mașinii cu zonă de comutație mică (mașini cu înfășurarea indusului simplă, de construcție normală).

#### 2.4. SOLICITĂRILE ELECTRICE ȘI MAGNETICE ÎN MAȘINA DE CURENT CONTINUU

Inducția magnetică în întrefier și pătura de curent intervin în ecuația puterii electromagnetice, pe baza căreia se determină dimensiunile principale ale mașinii. De valorile acestor solicitări depind și caracteristicile de funcționare ale mașinii.

Pătura de curent intervine în expresia de calcul a încălzirii rotorului și în expresia tensiunii electromotoare de autoinducție, indusă în bobina care comută.

Inducțiile magnetice în întrefier și în dinții indusului intervin la calculul solenației de excitație și de valorile lor depind în principal dimensiunile înfășurării de excitație, pierderile în miez și factorul de saturație al mașinii.

Inducțiile magnetice în juguri au valori mai reduse la mașini cu poli de comutație, pentru a rezulta o caracteristică rectilinie pentru polii de comutație.

Densitatea de curent în înfășurări intervine la calculul încălzirilor și la calculul pierderilor.

Precizarea valorilor acestor solicitări poate fi făcută prin dimensionarea mașinii în mai multe variante și reținerea acelor care sînt mai avantajoase.

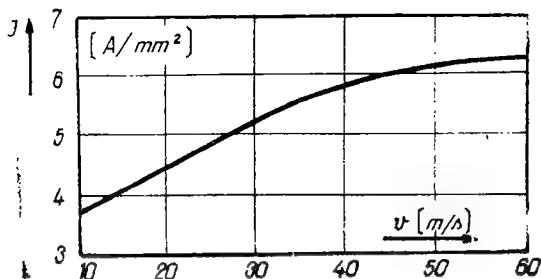
Valori orientative pentru *inducția magnetică* în întrefier și pentru *pătura de curent* au fost prezentate în figura 2.6; din aceasta rezultă că:

la mașinile mici  $0,4 \leq B_\delta \leq 0,7$  T, iar  $150 \leq A \leq 300$  A/cm,  
la mașini mijlocii și mari  $0,7 \leq B_\delta \leq 1,1$  T, iar  $300 \leq A \leq 500$  A/cm.

Pentru solicitările magnetice ale diferitelor porțiuni ale miezului feromagnetic se indică următoarele valori orientative:

- |  |                            |
|--|----------------------------|
| — în jugul indusului                         | $B_{ji} = 1 \dots 1,5$ T   |
| — în dinții indusului: { cu pereții paraleli | $B_z = 1,7 \dots 1,9$ T    |
| { cu pereții oblici                          | $B_{zmax} = 2 \dots 2,5$ T |
| — în miezul polilor principali               | $B_p = 1,2 \dots 1,7$ T    |

Fig. 2.10. Densitatea de curent în îndus în funcție de viteza periferică.



- în jugul statorului :  $\begin{cases} \text{executat din oțel} & B_j = 1,1 \dots 1,5 \text{ T} \\ \text{executat din fontă} & B_j = 0,5 \dots 0,7 \text{ T} \end{cases}$
- în miezul polului de comutație  $B_{mk} < 1 \text{ T}$

Valorile densităților de curent în diferitele înfășurări se precizează în funcție de viteza periferică a indusului și de construcția acestora.

În figura 2.10 este reprezentată valoarea densității de curent în înfășurarea indusului în funcție de viteza periferică a indusului.

În înfășurările inductorului, valorile orientative ale densității de curent sînt următoarele :

- în înfășurările polilor principali

$2 \leq J \leq 4 \text{ A/mm}^2$  (la înfășurări într-un strat sau cu canale de ventilație)

$1,2 \leq J \leq 2,5 \text{ A/mm}^2$  (la înfășurări în mai multe straturi);

- în înfășurările polilor de comutație

$2,5 \leq J \leq 4 \text{ A/mm}^2$

După ce se calculează caracteristicile de funcționare, randamentul și încălzirea mașinii se pot trage concluzii cu privire la valorile solicitărilor luate inițial în calcul.

## 2.5. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI MAȘINII DE CURENT CONTINUU

Pentru execuția înfășurării trebuie să se cunoască următoarele date care se determină la proiectarea mașinii : tipul și schema înfășurării, numărul de conductoare pe creștătură, materialul și secțiunea conductorului și masa înfășurării. Dimensiunile conductorului se precizează o dată cu dimensionarea creștăturii [16], [17], [18].

O dată cu dimensionarea înfășurării se precizează și numărul de lamele ale colectorului și se determină dimensiunile principale ale acestuia.

a. **Caracteristicile înfășurărilor.** Înfășurarea indusului mașinii de curent continuu este repartizată în creștături și se construiește în tobă (sau în tambur), în două straturi.

*α) Caracteristicile constructive și condițiile de simetrie ale înfășurărilor normale*

La înfășurarea buclată, relația între pașii  $y_1$  la întoarcere,  $y_2$  la ducere și pasul rezultat  $y$  (măsurăți în lamele de colector) este :

$$y_1 - y_2 = y; \quad (39)$$

pasul la ducere este aproximativ egal cu pasul diametral  $y_1 \approx \frac{K}{2p}$ , în care  $K = uZ$  este numărul de lamele la colector,  $Z$  — numărul de creștături, iar  $u$  numărul de bobine elementare (secții) pe creștătură.

*Înfășurările buclate simple* au  $y = \pm 1$  (semnul  $+$  corespunde înfășurărilor neîncrucișate, iar semnul  $-$  înfășurărilor încrucișate).

*Înfășurările buclate multiple* au  $y = \pm m$  (semnele  $\pm$  au aceeași semnificație ca mai sus),  $m$  fiind ordinul de multiplicitate al înfășurării.

Numărul perechilor de căi de curent la înfășurarea buclată este

$$a = mp. \quad (41)$$

Condițiile de simetrie ale înfășurărilor buclate sînt :

$$\frac{Z}{p} = \text{număr întreg}. \quad (42)$$

La înfășurările care au un număr de lamele la colector egal cu numărul creștăturilor (deci o bobină elementară pe creștătură)  $u = 1$ ,

$$\frac{Z}{p} \text{ poate fi par sau impar.}$$

La înfășurările cu mai multe bobine pe creștătură,  $u > 1$ , este recomandabil ca  $\frac{Z}{p}$  și  $\frac{K}{p}$  să fie impare.

*Pasul legăturilor echipotențiale* la înfășurările buclate este  $y_e = \frac{K}{p}$ .

*La înfășurarea ondulantă*, relația dintre pașii elementari este :

$$y_1 + y_2 = y. \quad (43)$$

Pasul  $y_1$  la ducere se ia aproximativ egal cu pasul polar (măsurat în numere de lamele)

$$y_1 \approx \frac{K}{2p}.$$

Pasul rezultat la înfășurările ondulate multiple este :

$$y = \frac{K \mp m}{p} \quad (44)$$

[semnul  $(-)$  corespunde înfășurărilor neîncrucișate, iar semnul  $(+)$  înfășurărilor încrucișate].

Numărul perechilor de căi de curent la înfășurările ondulate este

$$a = m. \quad (45)$$

Condițiile de simetrie ale înfășurărilor ondulate sînt următoarele :

$$\frac{p}{a}, \quad \frac{Z}{a} \text{ și } \frac{K}{a} = \text{numere întregi}$$

Dacă pasul  $y_1$  este divizibil prin  $u$ , înfășurarea este normală; dacă  $y_1$  este prim față de  $u$ , înfășurarea rezultă în trepte.

*Pasul legăturilor echipotențiale* la înfășurările ondulate multiple este  $y_e = \frac{K}{a}$ .

*Înfășurarea combinată* se compune dintr-o înfășurare buclată simplă și una ondulată multiplă și îndeplinește condiția ca numărul de căi de curent ( $2a_b$ ) al înfășurării buclate simple să fie egal cu numărul de căi de curent ( $2a_o$ ) al înfășurării ondulate multiple; prin urmare, cu relațiile (41) și (45) scrise corespunzător rezultă :

$$p = m_o. \quad (46)$$

În consecință, pentru pasul rezultat al înfășurării ondulate multiple [relația (44)] cu  $m_o$  din relația (46) rezultă :

$$y_o = \frac{K}{p} - 1. \quad (47)$$

**β. Alegerea tipului de înfășurare.** Numărul de conductoare al înfășurării fiind dat de expresia

$$N = \frac{aU_e}{pn\Phi}, \quad (48)$$

rezultă că un număr mic de conductoare  $N$  se obține pentru un număr cit mai mic de perechi de căi de curent  $a$ ; în acest caz secțiunea conductorului care este funcție de curentul pe cale de curent  $I/2a$  are valoarea cea mai mare și izolația ocupă un spațiu redus în creștătură. De aceea se preferă o înfășurare ondulată simplă pentru mașinile de puteri mici și mijlocii, avînd tensiunea la borne ridicată și turația joasă. Înfășurarea ondulată simplă nu necesită legături echipotențiale.

Curentul pe cale de curent trebuie să fie sub 200—300 A pentru a se putea executa ușor înfășurarea, dar cit mai apropiat de aceste valori pentru a rezulta o umplere satisfăcătoare a creștăturii.

Numărul de căi de curent determină tipul de înfășurare; la mașinile de puteri mari sau de tensiune joasă, rezultă adesea un conductor pe latura de bobină, iar înfășurarea se execută din bare. La înfășurările în bare, numărul de conductoare este egal cu dublul numărului de lamele la colector

$$N = 2K, \quad (49)$$



iar

$$a = K \frac{n}{U_c} 2p \Phi. \quad (50)$$

Ordinea de preferință a tipurilor de înfășurări este următoarea :

— la mașinile mici ( $0,2 \leq P/n \leq 7$  W/rot/min), bipolare : înfășurare buclată simplă sau ondulată simplă;

— la mașinile mici multipolare : înfășurare ondulată simplă;

— la mașinile de putere mijlocie ( $7 \leq P/n \leq 150$  W/rot/min), cu un număr mic de poli : înfășurare buclată simplă;

— la mașinile de putere mijlocie, cu număr mare de poli : înfășurare ondulată simplă sau înfășurare ondulată multiplă;

— la mașinile de puteri mari ( $150 \leq P/n \leq 1\,400$  W/rot/min); înfășurare buclată multiplă sau înfășurare combinată.

γ Numărul de creștături în indus și numărul de lamele la colector.

Un număr mare de creștături pe pol este mai favorabil pentru o bună funcționare a mașinii, deoarece se îngustează zona de comutație și lungimea arcului polar al piesei polare poate crește; t.e.m. de autoinducție este mai uniformă, iar comutația este mai bună.

La număr mic de creștături, mașina devine zgomotoasă; datorită pasului mare al creștăturii se produc vibrații ale mediului de răcire și ale dinților. În schimb, crește spațiul destinat înfășurării, fiindcă scade izolația totală a creștăturilor.

Se recomandă, pentru numărul de creștături pe pol în funcție de diametrul indusului, următoarele valori :

$8 \leq \frac{Z}{2p} \leq 12$ , pentru  $D < 25$  cm (iar puterea nominală  $P_n < 100$  kW);

$12 \leq \frac{Z}{2p} \leq 16$ , pentru  $D \geq 25$  cm (iar puterea nominală  $P_n \geq 100$  kW).

Numărul de creștături se alege astfel încît pasul creștăturii să fie cuprins între 1 cm pînă la 2,5 cm; procedînd astfel, procesul tehnologic este mai simplu, iar pulsațiile cîmpului magnetic din întrefier nu sînt prea mari.

Pentru a se evita apariția pulsațiilor longitudinale ale cîmpului magnetic de-a lungul circuitului magnetic — datorită prezenței creștăturilor, numărul de creștături pe pol se alege fracționar (și anume 8,5—9,5—10,5 și așa mai departe); lungimea arcului polar se dimensionează astfel încît să acopere un multiplu întreg, plus jumătate dintr-un pas de creștătură.

Definitivarea numărului de creștături se face după ce s-a precizat tipul de înfășurare, deoarece înfășurările ondulate se pot executa numai pentru anumite numere de creștături și anume pentru acelea la care  $y$  (pasul rezultant) din relația (44) rezultă un număr întreg.

Numărul minim de lamele la colector este determinat de tensiunea  $u_{e1\max}$  maxim admisibilă între lamele [relația (23)].

$$K_{\min} = \frac{2p U_c}{u_{e1\max}}. \quad (51)$$

Pe de altă parte, pentru a rezulta o comutație bună, numărul de conductoare pe bobină trebuie să fie cît mai mic și deci numărul de lamele la colector cît mai mare. Numărul maxim de lamele la colector este determinat însă de pasul minim  $\tau_{k \min}$  la colector (de care depinde grosimea lamelei) și de diametrul colectorului  $D_k$  (care nu poate depăși diametrul indusului).

$$K_{max} = \frac{\pi D_k}{\tau_k}; \quad (52)$$

pentru  $20 \leq D \leq 50$  cm se alege  $D - 2h_c \leq D_k \leq D$  și pasul la colector  $0,3 \leq \tau_k \leq 0,45$  cm, pentru  $50 \leq D \leq 400$  cm se alege  $0,6 \leq D_k \leq 0,85 D$  și pasul la colector  $0,45 \leq \tau_k \leq 0,6$  cm,  $h_c$  fiind înălțimea creștăturii. La mașinile de puteri mai mari, diametrul colectorului este mai mic pentru a realiza o funcționare uniformă a periilor și a reduce pierderile de frecare la colector; în acest scop, viteza periferică a colectorului se alege pînă la cel mult  $v_k = 35$  m/s.

**b. Dimensionarea conductorului și creștăturii.** *a. Dimensionarea conductorului.* Numărul de conductoare se determină în funcție de tensiunea electromotoare după relația (48), în care  $\Phi$  este fluxul util pe pol. Numărul de conductoare trebuie să fie divizibil prin  $2Z$  pentru a rezulta un număr întreg de conductoare pentru fiecare latură de bobină. La mașinile cu  $u$  bobine — identice — pe creștătură, numărul de conductoare trebuie să fie divizibil cu  $2Zu$ . După ce se precizează numărul de conductoare  $N$  se recalculează fluxul  $\Phi$  după relația (48).

Numărul de conductoare se poate determina și în funcție de pătura de curent după relația (15).

Aria secțiunii conductorului rezultă din relația :

$$s_c = \frac{I_t}{2aJ}, \quad (51)$$

în care :

$I_t/2a$  este curentul din indus pe calea de curent;

$J$  — densitatea de curent a cărei valoare poate fi adoptată într-un prim calcul după figura 2.10.

Curentul din indus  $I_t$  rezultă din relațiile următoare :

$I_t = \frac{P}{U_b} + i_e$  la generatoarele de curent continuu, cu excitație derivație;

$I_t = \frac{P}{\eta U_b} - i_e$  la motoarele de curent continuu cu excitație derivație;

$I_t = I$  la mașinile de curent continuu cu excitație serie.

Cunoscînd aria secțiunii  $s_c$  și ținînd seamă de dimensiunile conductoarelor standardizate (v. anexele 2 și 3) se stabilesc dimensiunile conductorului. Pînă la o arie a secțiunii conductorului de  $4-6$  mm<sup>2</sup> se aleg conductoare de secțiune circulară; conductoarele a căror arie a secțiunii

depășește 4—6 mm<sup>2</sup> se aleg în general de secțiune dreptunghiulară. Precizarea dimensiunilor conductorului se face o dată cu precizarea dimensiunilor creștăturii.

Înălțimea conductoarelor de secțiune dreptunghiulară trebuie să fie sub înălțimea critică (v. 1.3.3.3, b) dată de expresia :

$$h_{cr} = \frac{1,9 \sqrt[3]{1 + \lambda}}{\alpha m^{2/3}} \sqrt[6]{\frac{b_{pe} + (u - 1) \tau_k}{\tau'}}, \quad (53)$$

în care :

$m$  este numărul de straturi suprapuse din creștătură;

$\tau_k$  — pasul lamelei la colector;

$b_{pe}$  — lățimea periei;

$$\lambda = \frac{l_f}{l_g},$$

$\alpha$  — v. relația (136), cap. 1;

$\tau'$  — pasul polar raportat la diametrul colectorului  $\tau' = \tau \frac{D_k}{D}$ .

Numai în acest caz pierderile suplimentare în înfășurarea indusului sînt mici.

$\beta$  *Dimensionarea creștăturii.* În creștătură trebuie dispuse  $\frac{N}{Z}$  conductoare; dimensiunile creștăturii trebuie determinate astfel încît inducția magnetică aparentă maximă în dinte să nu depășească valorile limită admisibile, menționate în 2.4. Din prima condiție rezultă ecuația :

$$\frac{N}{Z} s_c = k_u h_c b_c, \quad (54)$$

în care :

$h_c$  și  $b_c$  sînt dimensiunile creștăturii (fig. 2.11, a și b);

$k_u$  — factorul de umplere al creștăturii [a cărei definiție rezultă chiar din relația (54)].

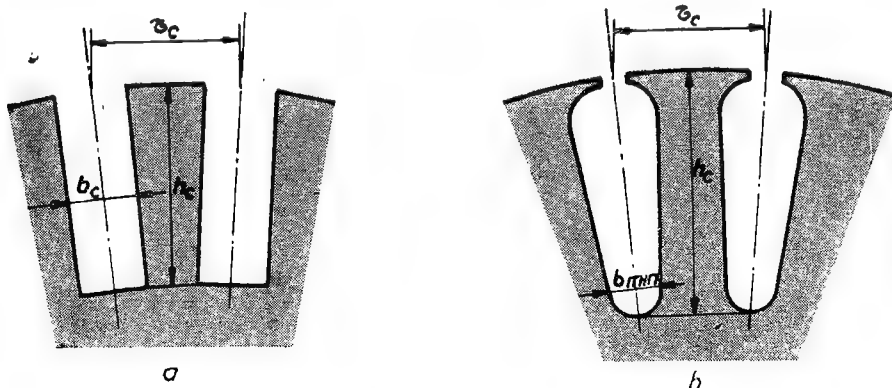


Fig. 2.11. Forme principale de creștături la mașina de curent continuu :  
a — creștătura cu pereții paraleli; b — creștătura trapezoidală.

Valoarea factorului de umplere variază în funcție de dimensiunile, forma și izolația conductorului; astfel, la mașinile de puteri mici bobinate cu conductor de secțiune circulară,  $k_u = 0,15 \dots 0,25$ , iar la mașinile de puteri mijlocii și mari bobinate cu conductor de secțiune dreptunghiulară  $k_u = 0,3 \dots 0,45$ .

Inițial, se adoptă o valoare a factorului de umplere în funcție de forma și aria secțiunii conductorului, valoare care trebuie verificată ulterior.

Cea de-a doua relație pentru determinarea dimensiunilor  $h_c$  și  $b_c$  ale creștăturii dată de valoarea maxim admisibilă a inducției în dinte depinde de forma dintelui, respectiv a creștăturii.

În cazul creștăturii cu pereții paraleli și dinții trapezoidali (fig. 2.11,a), din legea fluxului magnetic rezultă că fluxul din întrefier de pe pasul de creștătură este egal cu fluxul inducției magnetice aparente la baza dintelui:

$$B'_z \left( \pi \frac{D - 2h_c}{Z} - b_c \right) l_m = B_s \tau_c l_i, \quad (55)$$

în care  $l_m$  este lungimea netă a miezului feromagnetic.

În relația (55), raportul  $\zeta = \frac{B_s}{B_z}$  fiind dat, intervin numai necunoscutele  $h_c$  și  $b_c$ . Rezolvînd sistemul de ecuații (54) și (55) rezultă  $h$  și  $b$ ; astfel

$$h_c = \frac{D}{2} \left[ \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{l_i}{l_m} \zeta \right) - \sqrt{\frac{1}{4} \left( 1 - \frac{l_i}{l_m} \zeta \right)^2 - 2 \frac{N}{\pi D^2} \frac{s_c}{k_u}} \right]. \quad (56)$$

Pentru  $\zeta = \frac{1}{3}$ ,  $\frac{l_i}{l_m} = 1$ ,  $\frac{2Ns_c}{\pi D^2 k_u} = 0,1$ , rezultă aproximativ  $h_c = 0,1D$ .

În general, înălțimea creștăturii are valoarea  $h_c = (0,1 \dots 0,15) \tau$ . Cunoșcînd înălțimea creștăturii se poate determina și lărgimea creștăturii. În general, raportul  $\beta_c = \frac{h_c}{b_c}$  este cuprins între 3,5 și 5,5 pentru a nu crește excesiv încălzirea (la valori mici ale raportului  $\beta_c$ ), respectiv inductivitatea de scăpări (la valori mari ale raportului  $\beta_c$ ).

În cazul creștăturii de formă trapezoidală și dinții cu pereți paraleli (fig. 2.11,b), relația (55) corespunde lărgimii creștăturii  $b_{min}$  la bază, iar relația (56) determină înălțimea creștăturii. Cunoșcînd înălțimea creștăturii și lărgimea ei la bază, se poate determina lățimea dintelui:

$$b_z = \frac{\pi(D - 2h_c)}{Z} - b_{min}. \quad (57)$$

și se poate construi creștătura.

La mașinile cu diametru mare, creștăturile în rotor se construiesc cu pereții paraleli; la mașinile de puteri mici avînd înfășurarea bobinată cu conductor de secțiune circulară, se aleg creștături de formă trapezoidală în rotor.

**c. Izolația conductorului și creștăturii; dimensiunile bobinei.** La mașinile izolate în clasa *E*, conductoarele sînt izolate cu email sau hîrtie, bumbac, însă impregnate cu lacuri pe bază de asfalt, uleiuri sau rășini sintetice;

astfel, conductoarele avînd secțiunea circulară și conductoarele bandă sînt izolate cu email sau cu fir de bumbac și impregnate ulterior. La mașinile izolate în clasă *B*, conductorul este izolat cu fire de sticlă.

Laturile de bobină se izolează separat, în cazul înfășurărilor realizate cu bobine preformate, care se introduc radial în creștăturile deschise. Între bobinele elementare (conectate între două lamele de colector succesiv) se prevede o izolație suplimentară în cazul mașinilor de tensiune mai ridicată (de la 500 V în sus), respectiv în cazul în care tensiunea dintre lamelele de colector (și, prin urmare, tensiunea dintre laturile bobinelor elementare) atinge o valoare de aproape 30 V; grosimea izolației dintre laturile bobinelor elementare este 0,1... 0,2 mm și se execută din carton electrotehnic (preșpan).

Între laturile de bobină care se află în aceeași creștătură apare o tensiune egală cu tensiunea la bornele înfășurării; de aceea, între cele două straturi ale înfășurării se prevede în creștătură o izolație din carton electrotehnic de 0,3...0,5 mm. grosime. La înfășurările izolate în clasa *B*, avînd latura de bobină izolată separat față de masă, izolația laturii de bobină este suficientă pentru a asigura și izolația dintre straturi.

Pentru a izola laturile de bobină față de miez, se prevede izolația creștăturii. Grosimea unilaterală a izolației este de 0,2...0,6 mm și se execută din carton electrotehnic, pînză uleiată sau izolație combinată pe bază de țesături de sticlă și foliu sintetic de clasă corespunzătoare.

Izolația sub bandaj și izolația la fundul creștăturii se realizează din carton electrotehnic de 0,2...0,5 mm grosime. Consolidarea laturilor de bobină în creștătură se face prin pene de lemn de fag impregnat.

În anexa 4 sînt prezentate cîteva scheme de izolație în creștătură pentru înfășurarea indusului la mașina de curent continuu.

Dimensiunile creștăturii se calculează după relațiile :

— înălțimea creștăturii :

$$h_c = m h_{iz} + \delta_{hiz}, \quad (58)$$

în care :

$m$  este numărul de conductoare suprapuse;

$h_{hiz}$  — înălțimea conductorului izolat;

$\delta_{hiz}$  — grosimea izolației creștăturii (inclusiv jocul între conductoare) și dintre laturile de bobină după înălțimea creștăturii;

— lărgimea creștăturii :

$$b_c = n b_{iz} + \delta_{biz}, \quad (59)$$

în care :

$n$  este numărul de conductoare alăturate din creștătură;

$b_{iz}$  — grosimea conductorului izolat;

$\delta_{biz}$  — grosimea izolației creștăturii (inclusiv jocul între conductoare) și dintre laturile de bobină după lărgimea creștăturii.

Capetele de bobină se izolează separat cu bandă de bumbac, așezată „jumătate suprapus”; între capetele de bobină sau capetele grupelor de bobină rămâne un spațiu izolant prin care circulă mediul de răcire.

Suportii capetelor de bobină se izolează cu foi de carton electrotehnic sau alt material izolant; pentru fixarea izolației de suport se utilizează un lac electroizolant de încheiere.

Lungimea spirei medii (v. fig. 2.12) se determină aproximativ după relația :

$$l_w = 2 \left[ l_g + a + b + \frac{\tau}{\cos \alpha} + \pi \left( r + \frac{h_b}{2} \right) \right], \quad (60)$$

în care  $a$  și  $b$  în cm se iau numeric egale cu tensiunea mașinii în kV (de exemplu, la o mașină avînd tensiunea nominală 400 V,  $a = 0,4$  cm) și reprezintă depășirile axiale ale porțiunii drepte a bobinei față de miezul indusului; raza  $r$  de întoarcere de la o latură de bobină la alta este funcție de dimensiunile conductorului și are valoarea de 1,5—2,5 cm. Unghiul  $\alpha$  de înclinare a capătului de bobină se alege astfel încît distanța  $d$  dintre laturile de bobină (v. fig. 1.13) să fie de minimum 3 mm (obișnuit unghiul  $\alpha$  are valoarea 30—40°).

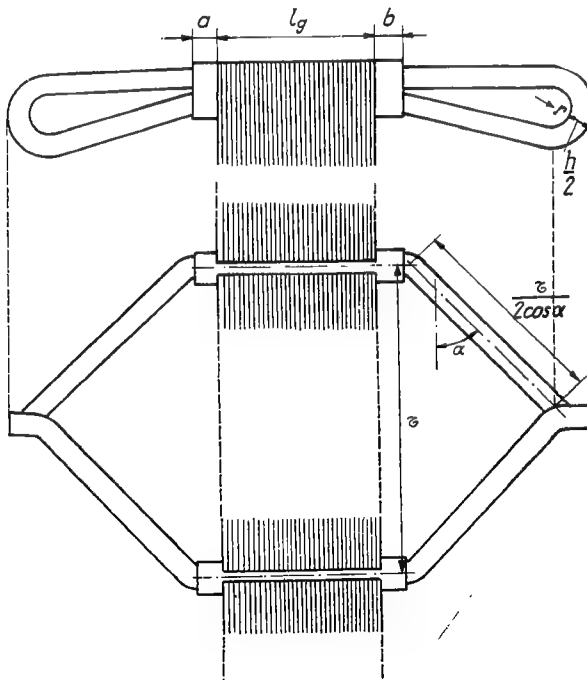


Fig. 2.12. Explicativă pentru calculul lungimii medii a spirei.

## 2.6. LĂRGIMEA ÎNTREFIERULUI. DIMENSIUNILE GEOMETRICE ALE MAȘINII

a. Lărgimea întrefierului la mașina de curent continuu. De lărgimea întrefierului depinde volumul înfășurării de excitație. Lărgimea întrefierului la mașina de curent continuu se determină din condiția de a nu se inversa cimpul sub polul principal la funcționarea în sarcină datorită reacției indusului; în acest scop, este necesar ca tensiunea magnetică de-a lungul unei linii de cimp în dinți și în întrefier  $2(F_\delta + F_z)$  să fie mai mare sau cel mult egală cu solenația de reacție a indusului  $b_i A$ , prin urmare,

$$2(F_\delta + F_z) \geq b_i A \quad (61)$$

În ipoteza că tensiunea magnetică  $F_z$  în dinte este aproximativ egală cu tensiunea magnetică în întrefier  $F_\delta$ .

$$F_z \approx F_\delta \quad (62)$$

și ținând seama de relația (28) cap. 1 rezultă lărgimea echivalentă a întrefierului (v. § 1.2,d):

$$\delta' \geq \frac{b_i A \mu_0}{4 B_\delta}; \quad (63)$$

cu  $b_i \approx 0,7\tau$ ,  $\tau$  în cm,  $A$  în A/cm,  $B_\delta$  în Gs și  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ , rezultă pentru  $\delta'$ , în cm:

$$\delta' \geq \frac{0,22 \tau A}{B_\delta}. \quad (64)$$

De aceea la mașinile cu poli de comutație și fără înfășurare de compensare se ia:

$$\delta' \approx 0,36 \frac{\tau A}{B_\delta} \quad \text{cm}, \quad (65)$$

iar la mașinile fără înfășurare de compensare și fără poli de comutație

$$\delta' = 0,5 \frac{\tau A}{B_\delta} \quad \text{cm}; \quad (66)$$

calculînd apoi aproximativ factorul lui Carter  $k_C$  din relația (9), cap. 1 sau (11) cap. 1 cu  $\delta'$  în loc de  $\delta$ , rezultă din relația (20) cap. 1 lărgimea reală a întrefierului  $\delta = \frac{\delta'}{k_C} \geq \frac{0,22 \tau A}{k_C B_\delta}$ .

b. Dimensiunile geometrice ale mașinii de curent continuu. După ce s-au determinat dimensiunile principale ale mașinii  $D$ ,  $\tau$ ,  $l_i$  și  $b_i$ , precum și lărgimea întrefierului, se calculează dimensiunile geometrice ale mașinii  $l_g$ ,  $l_p$ ,  $b_m$ ,  $b_p$ ,  $h_m$ ,  $h_p$ ,  $h_i$  (v. fig. 2.13).

Din relația (14), cap. 1 se determină lungimea axială  $l_p$  a polului inductor, după ce se precizează numărul canalelor radiale de ventilație  $n_c$

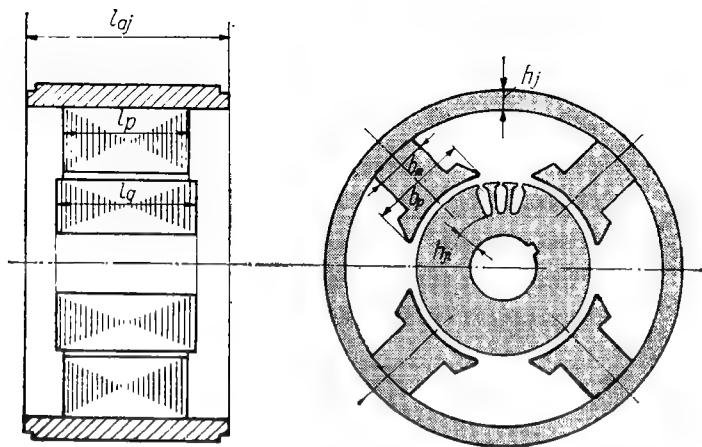


Fig. 2.13 Miezul feromagnetic al mașinii de curent continuu.

(v. 2.1); efectul marginal  $a_m$  se deduce din figura 1.4, considerind lungimea geometrică  $l_g$  a indusului cu 4~8 mm mai mare decît  $l_p$ .

Din relația (16) cap. 1 rezultă și lungimea geometrică  $b_p$  a arcului polar.

Înălțimea jugului din indus  $h_{ji}$  se determină adoptînd mai întîi o valoare pentru inducția magnetică în jug; se obține din relația (39) cap. 1 :

$$h_{ji} = \frac{\Phi}{2l_m B_{ji}}, \quad (67)$$

$l$  fiind lungimea netă a miezului feromagnetic din indus.

Pentru calculul lățimii polului inductor trebuie calculat mai întîi fluxul magnetic total  $\Phi_p$  prin polul inductor, după relația (24) cap. 1; se aproximează  $\Phi_\sigma = (0,1...0,25)\Phi$ , urmînd să fie verificat ulterior după relația (55) — cu  $\Phi$  corespunzător la  $F_i$  după caracteristica de magnetizare parțială a indusului. Se adoptă apoi o valoare pentru inducția magnetică în pol și se determină lățimea polului după relația :

$$b_m = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{l_p B_p}. \quad (68)$$

Înălțimea  $h_i$  a piesei polare la mașina fără înfășurare de compensare se determină din condiția ca inducția magnetică în cornul piesei polare să nu depășească — la funcționarea în gol — inducția magnetică în miezul polului; prin urmare :

$$h_i = \frac{(b_i - b_m)}{2B_p} B_\delta. \quad (69)$$



Înălțimea polului principal se determină mai întâi aproximativ. Se calculează aproximativ solenația de excitație  $\theta_e$  pe pol, considerînd că tensiunea magnetică în miez este aproximativ egală cu tensiunea magnetică în întrefier; rezultă :

$$\theta_e \approx 2\delta' \frac{B_\delta}{\mu_0}. \quad (70)$$

Se adoptă apoi densitatea de curent în înfășurarea de excitație și factorul de umplere și rezultă aria secțiunii bobinei de excitație a unui pol :

$$S_b = \frac{\theta_e}{J_e k_u}; \quad (71)$$

factorul de umplere  $k_u$  se ia mai mic la mașina cu poli de comutație ( $k_u \approx 0,15 \dots 0,2$ ).

Prin aproximarea grafică a lărgimii spațiului liber dintre poli,  $a_m$  [v. fig. (11) cap. 1. de exemplu], rezultă înălțimea  $h_m$  a polului.

$$h_m = \frac{2S_b}{a_m}. \quad (72)$$

Lungimea axială a jugului inductor  $l_{aj}$  se determină astfel încît jugul inductor să acopere bobinele înfășurării de excitație; prin urmare,

$$l_{aj} \approx l_p + a_m. \quad (73)$$

Adoptînd apoi inducția magnetică  $B_j$  în jugul inductor se determină înălțimea jugului inductor :

$$h_j = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{2l_{aj}B_j}. \quad (74)$$

Dimensiunile aproximative ale miezului feromagnetic al mașinii sînt în acest fel determinate.

## 2.7. CARACTERISTICA MAGNETICĂ ÎN GOL; DETERMINAREA CARACTERISTICII MAGNETICE ÎN SARCINĂ

Caracteristica magnetică în gol a mașinii de curent continuu se determină după metoda expusă în 1.3.1.

*Caracteristica magnetică în sarcină* pentru curentul nominal se determină în cazul mașinii cu periile în axa neutră și fără înfășurare de compensare ținînd seama de influența cîmpului de reacție transversal, asupra cîmpului magnetic din întrefier și dinți (fig. 2.13); se reprezintă caracteristica magnetică  $B_\delta(F_\delta + F_z)$ , datele fiind extrase din tabela 1.1 întocmită la calculul caracteristicii de mers în gol.

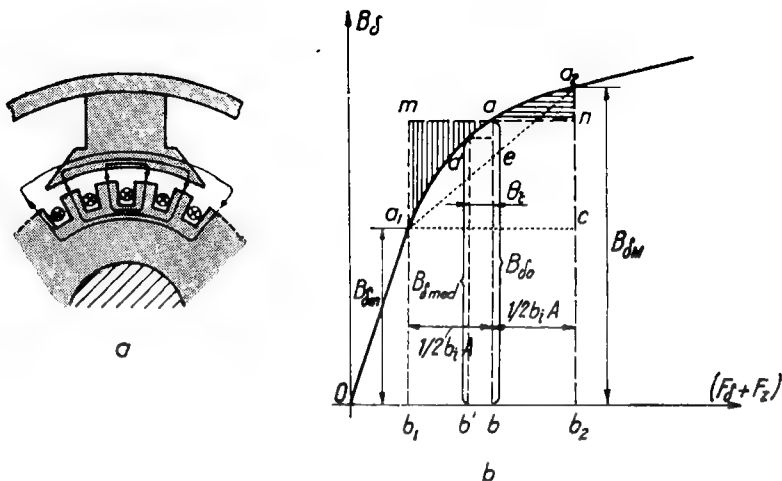


Fig. 2.14, a — Cîmpul magnetic de reacție transversal al unui pol; b — caracteristica magnetică parțială a dinților și întrefierului.

Fie  $a$  un punct de funcționare pe caracteristica parțială  $B_{\delta}(F_{\delta} + F_z)$  reprezentată în fig. 2.14, corespunzător punctului  $a$  pe caracteristica magnetică în gol reprezentată în figura 2.15. Datorită solenației de reacție transversală  $b_1 A$  a indusului, cîmpul magnetic  $B_{\delta 0}$  crește într-o parte a pie-

sei polare de la  $B_{\delta 0}$  la  $B_{\delta M}$ , corespunzător solenației  $F_{\delta} + F_z + \frac{1}{2} b_1 A$  și scade în partea opusă la  $B_{\delta m}$ , corespunzător solenației  $F_{\delta} + F_z - \frac{1}{2} b_1 A$ , în care  $A = \frac{NI}{2a\pi D}$  este pătura de curent la curentul  $I$  din indus. La altă scară, aria suprafeței  $S_{manb_2b_1m}$ , reprezintă fluxul magnetic la funcționare în gol (deoarece acest dreptunghi are înălțimea  $B_{\delta 0}$ , iar baza proporțională cu  $b_1$ ), iar aria suprafeței  $S_{aa_2b_2b_1a_1}$  reprezintă fluxul magnetic la funcționarea în sarcină; cele două fluxuri nu sînt egale, fluxul la funcționarea în sarcină fiind mai mic decît fluxul la funcționarea în gol, deoarece creșterea fluxului (într-o parte a piesei polare), reprezentată de suprafața  $S_{aa_2na}$ , este mai mică decît scăderea fluxului (în partea opusă) reprezentată de suprafața  $S_{aa_1ma}$ .

Inducția magnetică medie, corespunzătoare funcționării în sarcină, se determină după formula aproximativă a lui Simpson :

$$B_{\delta med} = \frac{B_{\delta m} + 4B_{\delta 0} + B_{\delta M}}{6} . \quad (75)$$

sau :

$$B_{\delta med} = B_{\delta 0} - \frac{1}{3} \left[ B_{\delta 0} - \frac{B_{\delta m} + B_{\delta M}}{2} \right] ; \quad (76)$$

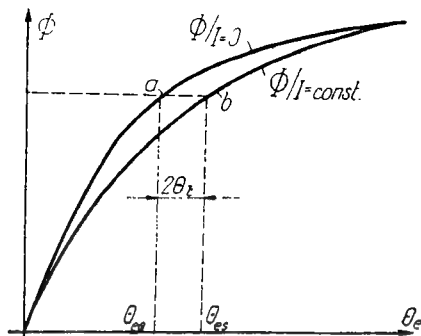


Fig. 2.15. Caracteristicile magnetice în gol  $\Phi|_{I=0} = f(\theta_e)$  și în sarcină  $\Phi|_{I=const} = f(\theta_e)$ .

grafic, se determină astfel (v. fig. 14); segmentul :

$$\overline{a'b'} = \overline{ab} - \frac{1}{3} \overline{ae},$$

în care :

$$\overline{ae} = \overline{ab} - \overline{db}_2,$$

iar

$$\overline{db}_2 = \frac{1}{2} (\overline{a_2b_2} + \overline{a_1b_1})$$

reprezintă diferența dintre segmentul  $\overline{ab}$  și  $1/3$  din segmentul  $ae$ . Punctul  $e$  se determină la intersecția dreptei  $(a_1a_2)$  cu dreapta  $(ab)$ .

Se apreciază că solenația de excitație suplimentară pe pol necesară deplasării spre dreapta a suprafeței  $S_{a_1a_2b_2b_1a_1}$  pentru a deveni egală cu suprafața  $S_{mnb_2b_1m}$ , este aproximativ egală cu solenația  $\theta_t$  corespunzătoare deplasării punctului de funcționare  $a$  (la inducția  $B_{\delta 0}$ ) în  $a'$  (la inducția  $B_{\delta med}$ ).

Solenația  $2\theta_t$  de excitație suplimentară pentru compensarea reacției transversale a unei perechi de poli se adună grafic cu solenația de excitație la funcționarea în gol  $\theta_{e0}$  (fig. 2.15) și se determină astfel solenația de excitație în sarcină  $\theta_{es}$ ; corespunzător acestei solenații se construiește grafic punctul  $b$ , al caracteristicii magnetice în sarcină. Apoi, pentru o altă valoare a fluxului  $\Phi$ , respectiv a inducției magnetice în gol, se procedează în mod asemănător și se construiește punct cu punct caracteristica magnetică în sarcină pentru curentul  $I = \text{const.}$ , respectiv pătura de curent constantă.

Luind în calcul o altă valoare a curentului, se calculează o altă caracteristică magnetică în sarcină.

La mașinile compensate, caracteristica magnetică în sarcină coincide cu caracteristica magnetică în gol. De observat că la calculul caracteristicii magnetice în gol trebuie să se considere și tensiunea magnetică în dinții pieselor polare. Înfășurarea de compensare se dispune în piesele polare, se conectează în serie cu indusul și se dimensionează pentru a produce solenația :

$$\theta_C = b_i A \quad (77)$$

de sens opus solenației de reacție a indusului.

## 2.8. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRILOR DE EXCITAȚIE

Din caracteristica în gol, respectiv în sarcină a mașinii, se determină solenația de excitație  $\theta_e$  pe perechea de poli astfel :

— la generatoare se calculează t.e.m.  $U_e$  indusă la funcționarea în sarcină nominală a mașinii după relația (7); se determină apoi fluxul magnetic corespunzător  $\Phi$  după relația (48). Corespunzător acestui flux se deduce din caracteristica magnetică în sarcină pentru curentul nominal  $I_n$  solenația de excitație;

— la motoarele derivație se determină solenația de excitație care rezultă din caracteristica magnetică în gol, corespunzătoare fluxului nominal la funcționarea în gol; la motoarele serie se determină solenația de excitație la funcționarea în sarcină.

a. **Înfășurarea de excitație derivație.** La mașina cu excitație independentă sau derivație se cunoaște tensiunea la bornele înfășurării de excitație  $U_b$ ; înfășurarea se dimensionează pentru tensiunea  $U = (0,7 \dots 0,8) U_b$ , pentru a se putea regla curentul de excitație cu ajutorul unui reostat.

Se calculează mai întâi lungimea spirei medii, deoarece se cunosc dimensiunile polului și dimensiunile aproximative ale bobinei. De exemplu, în cazul simplu din figura 2.16, lungimea medie a spirei este dată de relația :

$$l_m = 2l_p + 2(b_m - 2a) + \pi(\Delta + 2a), \quad (78)$$

în care :

$l_p$  și  $b_m$  sînt dimensiunile polului;

$\Delta$  — grosimea bobinei (inclusiv a izolației);

$a$  — distanța frontală dintre bobină și pol necesară ventilației bobinei.

De asemenea, se alege densitatea  $J_e$  a curentului în circuitul de excitație (v. 2.4).

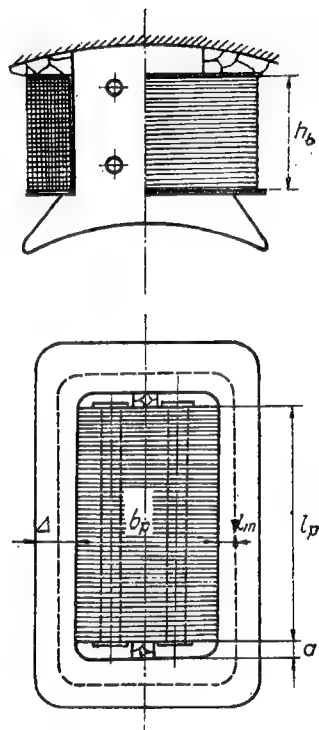


Fig. 2.16. Polul principal al unei mașini de curent continuu

Pentru circuitul de excitație-derivație, respectiv circuitul de excitație al mașinii de curent continuu cu excitație independentă se pot scrie astfel ecuațiile :

$$\theta_e = \frac{2\omega_e i_e}{c}, \quad (79)$$

$$U = \rho \frac{l_m \omega_e^2}{s_c c^2} 2n i_e. \quad (80)$$

$$s_c = \frac{i_e}{c J_e}, \quad (81)$$

în care  $c$  este numărul căilor de curent ale circuitului de excitație (la mașinile de puteri mici și mijlocii,  $c = 1$ ); numărul de spire pe pol  $\omega_e$ , curentul de excitație  $i_e$  și secțiunea conductorului  $s_c$  sînt necunoscute. Din acest sistem de ecuații se calculează mai întîi secțiunea conductorului :

$$s_c = \rho \frac{l_m \theta_e p}{U_c}; \quad (82)$$

se calculează apoi intensitatea curentului din relația (81) și numărul de spire al unei bobine, din relația (79) :

$$i_e = c s_c J_e \text{ și } \omega_e = \frac{\theta_e c}{2 i_e}. \quad (83, 84)$$

Cunoscînd secțiunea conductorului  $s_c$ , se aleg dimensiunile standardizate ale conductorului din tabele (v. anexele 2.3.).

Se determină apoi rezistența  $R_e$  a circuitului de excitație, masa  $G$  a înfășurării și pierderile în înfășurare  $P_e$  :

$$R_e = \rho \frac{l_m 2\omega_e p}{s_c c^2}, \quad (85)$$

$$G = \gamma l_m 2\omega_e s_c p, \quad (86)$$

(în care  $\gamma$  este densitatea de masă a conductorului);

$$P_e = R_e i_e^2 = \rho \frac{l_m 2\omega_e p}{s_c c^2} i_e^2. \quad (87)$$

Se verifică apoi încălzirea bobinei. Aria suprafeței laterale de transmisie a căldurii prin convecție se calculează după relația aproximativă :

$$S_c = (2l_p + 2b_p + 2\pi\Delta) h_p. \quad (88)$$

Încălzirea suprafeței bobinei față de mediul de răcire, în ipoteza că transmisia căldurii are loc numai prin suprafața laterală a bobinei, este :

$$\vartheta_c - \vartheta_a = \frac{R_e i_e^2}{2p S_c \alpha_c}, \quad (89)$$

în care  $\alpha_c$  este coeficientul de transmisie a căldurii [dat de relația (213), cap.1]

Încălzirea interioară medie a bobinei se determină din relația (221) cap. 1 în care se înlocuiește  $\Delta$  prin  $2\Delta$ :

$$\vartheta_{med} - \vartheta_p = \frac{p_b \Delta^2}{3\lambda}, \quad (90)$$

$\lambda$  fiind dat de relațiile (222), sau (223) din cap. 1, iar  $p_b$  fiind pierderile specifice în bobină [relația (224) cap. 1].

În fine, se calculează și încălzirea izolației exterioare a bobinei, care se produce la transmisia căldurii prin conducție:

$$\vartheta_p - \vartheta_c = \frac{R_b i_e^2}{2p S_c \lambda} \delta_{iz}, \quad (91)$$

în care:

$\delta_{iz}$  este grosimea;

$\lambda$  — conductivitatea echivalentă a izolației.

Cunoscînd încălzirea mediului de răcire  $\vartheta_a$  față de mediul ambiant [v. 1.3.6, relația (245)] se calculează încălzirea bobinei față de mediul ambiant:

$$\vartheta_{ba} = (\vartheta_{med} - \vartheta_p) + (\vartheta_p - \vartheta_c) + (\vartheta_c - \vartheta_a) + \vartheta_a. \quad (92)$$

**b. Înfășurarea de excitație serie.** La mașina cu excitație serie, înfășurarea de excitație este parcursă de același curent  $I$  care trece prin circuitul îndusului. Se alege densitatea de curent  $J_e$  (v. 2.4) și se calculează secțiunea conductorului:

$$s_c = \frac{I}{J_e}. \quad (93)$$

Din solenația de excitație rezultă numărul de spire pe pol:

$$w_e = \frac{\theta_e}{2I}. \quad (94)$$

Se calculează apoi rezistența circuitului de excitație, masa înfășurării și pierderile după relațiile (86), (87), și (88).

Încălzirea bobinei se determină după relațiile indicate mai sus pentru înfășurarea de excitație derivație.

La bobinele executate într-un singur strat, avînd suprafața exterioară a conductoarelor neizolată, se calculează numai încălzirea suprafeței bobinei [relația (89)] și încălzirea mediului de răcire; prin urmare, încălzirea bobinei este:

$$\vartheta_{ba} = (\vartheta_c - \vartheta_a) + \vartheta_a. \quad (95)$$

## 2.9. CALCULUL T.E.M. DE COMUTAȚIE

Valoarea medie a tensiunii de autoinducție indusă în bobina scurtcircuitată de perii este dată de expresia :

$$u_{eLmed} = \frac{I_t}{a} \frac{v_k}{b_{pi}} L, \quad (96)$$

în care :

- $I_t$  — este curentul din indus;
- $a$  — numărul perechilor de căi de curent;
- $v_k$  — viteza periferică a colectorului;
- $b_{pi}$  — lățimea ideală a periei;
- $L$  — inductivitatea bobinei.

*Lățimea ideală a periei* este porțiunea din periferia colectorului, în care bobina este scurtcircuitată de perii. Ca exemplu s-a considerat în figura 2.17 o porțiune dintr-o înfășurare ondulantă. Lamela 1 este în contact cu peria pe o porțiune egală cu :

$$b_{pe} - b_{iz} + \tau_k,$$

în care :

- $b_{pe}$  este lățimea periei;
- $b_{iz}$  — grosimea izolației dintre lamele;
- $\tau_k$  — pasul lamelelor. Lamela  $1 + \frac{K \pm a}{p}$  la care este conectat capătul opus bobinei ajunge în contact cu peria mai înainte sau mai târziu, deoarece înfășurarea nu este diametrală, și anume în momentul cînd lamela 1 intră în contact cu peria, lamela  $1 + \frac{K \pm a}{p}$  face contact cu peria pe porțiunea :

$$\left( \frac{K}{p} - \frac{K \pm a}{p} \right) \tau_k = \mp \frac{a}{p} \tau_k ;$$

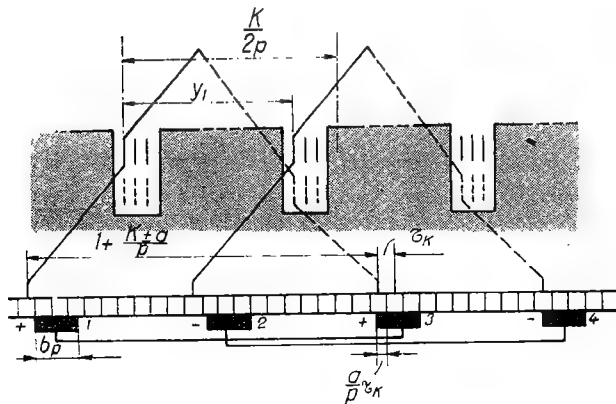


Fig. 2.17. Porțiuni de înfășurare ondulantă.

în acest fel, durata comutației bobinei este scurtată și este dată de relația :

$$b_{pei} = b_{pe} - b_{iz} + \tau_k - \frac{a}{p} \tau_k. \quad (97)$$

Durata de scurtcircuit se reduce, indiferent dacă înfășurarea este cu pas alun-  
git sau cu pas scurtat.

*Lățimea zonei de comutație* este porțiunea din periferia indusului în intervalul căreia are loc procesul de comutație al tuturor bobinelor care intervin la calculul inductivității unei bobine. Astfel, după ce a trecut o latură de bobină de muchia de intrare a polului de comutație, urmează să intre în procesul de comutație și celelalte  $u-1$  laturi de bobină din aceeași creștătură. Prin urmare, lățimea zonei de comutație este :

$$b_{zk} = \left[ b_{pe} - b_{iz} + \tau_k - \frac{a}{p} \tau_k + (u-1) \tau_k + \left( \frac{K}{2p} - y_1 \right) \tau_k \right] \frac{D}{D_k}, \quad (98)$$

sau

$$b_{zk} = \left[ b_{pe} - b_{iz} + \left( u - \frac{a}{p} \right) \tau_k + \left| \frac{K}{2p} - y_1 \right| \tau_k \right] \frac{D}{D_k}. \quad (99)$$

Inductivitatea  $L$  a bobinei este inductivitatea corespunzătoare fluxului transversal din creștătură, fluxului mutual datorită bobinelor vecine din aceeași creștătură și intrate în procesul de comutație, fluxului de scăpări frontal și fluxului care se închide de la dinte la dinte. La o bobină cu  $w$ , spire, inductivitatea  $L$  rezultă din expresia :

$$L = \mu_0 w_s^2 [l_i \rho (\lambda_c + \lambda_z) + 2l_f \beta \lambda_f], \quad (100)$$

în care :

$$\beta = \frac{b_{pei}}{\tau_k},$$

$\lambda_c$  este permeanța specifică a creștăturii [relațiile (63), (67) sau

(68), cap. 1]

$\rho$  — un factor prin care se ține seama de fluxul mutual al bobinelor vecine din aceeași creștătură;

$\lambda_f$  — permeanța specifică frontală;

$\lambda_z$  — permeanța specifică a fluxului care se închide prin capetele dinților relația (84), cap. 1.

La creștături deschise permeanța specifică a creștăturii este :

$$\lambda_c = \frac{h_1}{3b_c} + \frac{h_2}{b_c}. \quad (101)$$

Valoarea factorului  $\rho$  este dată în tabela 2.2, în funcție de  $\beta$  și de scur-  
tarea înfășurării  $\varepsilon = \frac{K}{2p} - y_1$



Tabela 2.2

Factorul  $\rho$ 

$\beta$	$u = 1$ și $\varepsilon =$			$u = 2$ și $\varepsilon =$				$u = 3$ și $\varepsilon =$			
	0	0,5	1	0	1	2	3	0	1	2	3
0,5	4			4	3	2	2	4			2
1	4	3	2	4	3	2	2	4	3,33	2,67	2
1,5	4	3,33	2,67	5,33	4,33	3	2,67	5,77	5,11	4	3,11
2	4	3,5	3	6	5	3,5	3	6,67	6	4,66	3,67
2,5	4	3,6	3,2	6,4	5,6	4,2	3,4	7,73	7,07	5,73	4,53
3	4	3,67	3,33	6,67	6	4,67	3,67	8,44	7,78	6,41	5,11

Permeanța specifică frontală se calculează după expresia :

$$\lambda_f = \sqrt{\frac{l_f + \tau}{h + \beta(b + d) - d}} \quad (102)$$

în care :

$h$  și  $b$  sînt înălțimea și grosimea laturii de bobină ;

$d$  — distanța dintre capetele de bobină (v. fig. 1.13).

Uzual,  $\lambda_f$  are valorile :

$\lambda_f = 0,75$ , la mașinile cu bandaje feromagnetice ale capetelor de bobină ;

$\lambda_f = 0,5$ , la mașinile cu bandaje neferomagnetice.

La mașinile fără poli de comutație, permeanța specifică a capetelor de dinți are expresia :

$$\lambda_z = \frac{1}{\pi} \ln \frac{\tau - b_i}{b_c} \quad (103a)$$

în care :

$b_c$  este deschiderea creștăturii ;

$\tau$  — pasul polar ;

$b_i$  — lungimea ideală a arcului polar.

La mașina cu poli de comutație,

$$\lambda_z = \frac{b_{zi}}{4k_G \delta_k} \quad (103b)$$

în care :

$$b_{ki} = b_{pk} + \frac{1}{2} \left[ \frac{\pi(D + 2\delta)}{2p} - b_p - b_{pk} \right],$$

este lățimea reală  $b_{pk}$  a polului de comutație, la care se adaugă intervalul dintre piesele polare ale polului principal și polului de comutație, iar  $\delta_k$  — lățimea întrefierului polului de comutație.

Dacă tensiunea electromotoare de autoinducție  $u_{eLm;d}$  este mai mică decît 2—2,5 V, este posibil ca mașina să nu fie prevăzută cu poli de

comutație. În acest scop trebuie calculată și t.e.m. indusă de cîmpul de reacție al indusului

$$u_{ci} = 2\omega_s B_r l_i, \quad (104)$$

în care  $B_{rt}$  este inducția magnetică transversală, a cărei valoare se determină din expresia :

$$B_{rt} = \frac{\mu_0 A \tau}{a_t + 2\delta'}, \quad (105)$$

$a_t$  fiind distanța dintre piesele polare ale polilor principali (v. fig. 1.11).

Dacă  $u_{eLmed} + u_{ci} \leq 2 \dots 2,5V$ , mașina se poate construi fără poli de comutație; pentru  $u_{eLmed} \approx 2 \dots 25V$ , mașina se prevede cu poli de comutație.

Cîmpul magnetic din întrefierul polilor de comutație rezultă din relația

$$B_{\delta k} = \frac{u_{eLmed}}{2 \omega_s v l_{ki}}, \quad (106)$$

în care  $u_{eLmed}$  este dată de relația (100), iar  $l_{ki}$  este lungimea ideală a mașinii în zona polului de comutație; la mașina care are lungimea geometrică a a polului de comutație egală cu lungimea polului principal,  $l_{ki} = l$ .

## 2.10. DIMENSIONAREA POLILOR DE COMUTAȚIE; CARACTERISTICA MAGNETICĂ ȘI ÎNFĂȘURAREA POLILOR DE COMUTAȚIE

a. **Dimensionarea polilor de comutație.** Lungimea geometrică  $b_{pk}$  a arcului polar a polului de comutație (v. fig. 2.18) se ia aproximativ egală cu lățimea zonei de comutație dată de relația (99). Lungimea axială a polului de comutație  $l_{pk}$  se ia egală în general cu lungimea polului principal  $l_p$ .

Lățimea  $b_k$  a miezului polului se determină, din condiția ca inducția în polul de comutație  $B_{mk}$  să fie sub 1 T; în general  $B_{mk} = 0,4 \dots 0,8$  T pentru ca polul să nu se satureze. Prin urmare,

$$b_k = \frac{b_{zk} l_i B_{\delta k} \sigma_k}{l_{pk} B_{mk}}; \quad (107)$$

factorul  $\sigma_k$  are valoarea cuprinsă între 3...5, deoarece fluxul de scăpări al polului de comutație este mare în raport cu fluxul principal. Lățimea polului se majorează în zona dinspre jugul inductor, spre a evita saturarea polului în această zonă.

Lărgimea întrefierului  $\delta_k$  sub polul de comutație se ia mai mare decît sub polul principal pentru a rezulta o caracteristică magnetică rectilinie

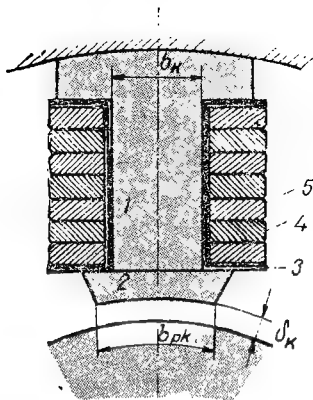


Fig. 2.18. Polul de comutație.

pentru circuitul polilor de comutație și a diminua pulsațiile cîmpului magnetic datorită prezenței creștăturilor :

$$\delta_k = (1,2 \dots 2) \delta. \quad (108)$$

Piesa polară a polului de comutație se execută ca piesă separată și se montează pe pol, după ce s-a introdus bobina polului de comutație; înălțimea și forma piesei polare se determină în funcție de dimensiunile bobinei și de spațiul liber dintre polii principali.

**b. Caracteristica magnetică a circuitului polilor de comutație.** Caracteristica magnetică a polilor de comutație reprezintă prin definiție dependența dintre tensiunea magnetomotoare de-a lungul circuitului magnetic al polilor de comutație în funcție de curentul din indus. Pentru a obține o comutație bună, caracteristica magnetică a polilor de comutație trebuie să se apropie cît mai mult de o dreaptă pînă la valori ale curentului  $I_n \dots 1,2I_n$ .

La o valoare dată a curentului prin indus se determină t.e.m. de auto-inducție [relația (96)] și inducția magnetică  $B_{\delta k}$  [relația (106)].

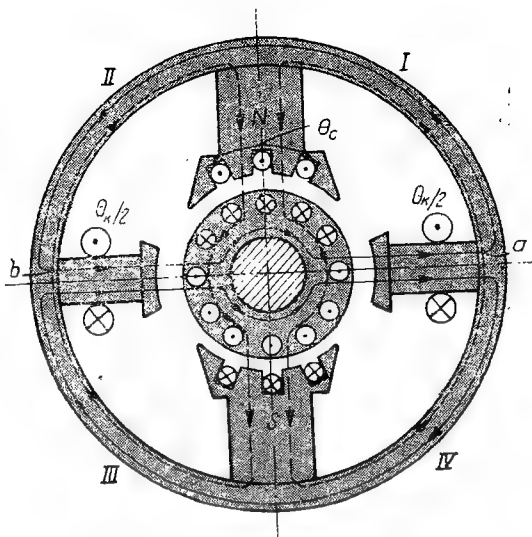
La calculul caracteristicii magnetice a polilor de comutație se neglijează tensiunea magnetică în dinți; prin dinții rotorului din zona de comutație se include numai fluxul util al polilor de comutație și valoarea inducției este mică.

Cîmpul magnetic al polilor de comutație se înscrie incremental în caracteristica de magnetizare a jugurilor peste cîmpul magnetic al polilor principali; în zonele I și III din figura 2.19, cu sensurile pozitive adoptate pentru cîmpuri, cîmpul magnetic al polilor de comutație are același sens cu cîmpul polilor principali, iar în zonele II și IV cîmpurile au sensuri opuse.

Notînd cu  $B_j$  inducția magnetică în jugul inductor, inducția magnetică în zonele II și IV ale jugului inductor este

$$B'_j = \frac{\Phi_p - \Phi_{pk}}{\Phi_p} B_j, \quad (109)$$

Fig. 2.19. Secțiune transversală schematică printr-o mașină de curent continuu cu poli de comutație.



iar în zonele I și III :

$$B_j'' = \frac{\Phi_p + \Phi_{pk}}{\Phi_p} B_j, \quad (110)$$

în care  $\Phi_p$  este fluxul magnetic, la sarcină nominală, al polilor principali, iar :

$$\Phi_{pk} = b_{zk} l_i B_\delta \sigma_k \quad (111)$$

este fluxul magnetic prin polul de comutație.

Inducțiile magnetice în jugul indusului  $B_{ji}'$  și  $B_{ji}''$  se determină după aceleași relații, înlocuind pe  $\Phi_p$  cu  $\Phi$  și  $\Phi_{pk}$  cu  $\Phi_k = b_{zk} l_i B_{\delta k}$ .

Din caracteristicile magnetice ale jugurilor (fig. 2.20) se determină intensitățile cîmpurilor magnetice în juguri.

Tensiunea magnetică în jugul inductor este :

$$F_{jk} = \int_a^b \mathbf{H} d\mathbf{r} = H_j'' \frac{l_j}{2} - H_j' \frac{l_j}{2}, \quad (112)$$

sau

$$F_{jk} = \frac{H_j'' - H_j'}{2} l_j, \quad (113)$$

în care  $l_j$  este lungimea liniei de cîmp în jug. În mod asemănător se calculează și tensiunea magnetică  $F_{jik}$  în jugul indusului.



c. **Dimensionarea înfășurării polilor de comutație.** Solenația  $\theta_k$  pe perechea de poli este :

$$\theta_k = F_k + \left( \tau - \frac{b_{zk}}{2} \right) A - \theta_C, \quad (117)$$

în care  $\left( \tau - \frac{b_{zk}}{2} \right) A$  este solenația de reacție a indusului, iar  $\theta_C$  [v. relația (77)] este solenația înfășurării de compensare.

Înfășurarea polilor de comutație se conectează în serie cu indusul. Deoarece pentru această înfășurare se cunoaște solenația  $\theta_k$  și curentul  $I_t$  care o parcurge, dimensionarea se face la fel ca pentru înfășurarea de excitație serie (v. 2.8, b).

## 2.11. DIMENSIONAREA PERIILOR ȘI COLECTORULUI. ÎNCĂLZIREA COLECTORULUI

a. **Periile și colectorul.** Sortul de perii se alege în funcție de regimul de funcționare al mașinii și de tensiunea rezultantă în bobina care comută. În tabela 1.6 sînt prezentate caracteristicile principale ale periilor.

Aria secțiunii periilor de aceeași polaritate se determină din relația

$$S_{pe} = \frac{I_t}{J_{pe}}; \quad (118)$$

densitatea de curent  $J_{pe}$  este cuprinsă între 6 și 10 A/cm<sup>2</sup> și depinde de calitatea periei.

Peria trebuie să acopere aproximativ  $(m + 1)$  lamele de colector ( $m$  fiind ordinul de multiplicitate al înfășurării); prin urmare, lățimea periei este

$$b_{pe} \approx (m + 1) \tau_k. \quad (119)$$

Dimensiunile periilor sînt standardizate (STAS 4199-65); astfel, lungimea periei  $l_{pe}$  este cuprinsă între 10 mm și 25... 60 mm.

Numărul periilor de pe o tijă este :

$$n_{pe} = \frac{S_{pe}}{p \cdot b_{pe} \cdot l_{pe}}. \quad (120)$$

Lungimea utilă a colectorului este :

$$l_k = n_{pe} \cdot l_{pe}.$$

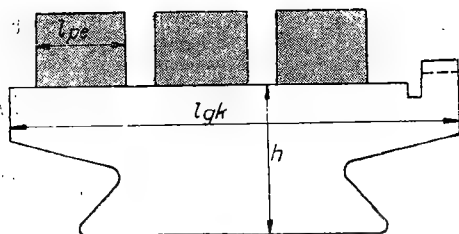


Fig. 2.21. Determinarea lungimii axiale a lamelei de colector.

Lungimea geometrică  $l_{gk}$  a colectorului este mai mare decât lungimea utilă a colectorului (v. fig. 2.21), deoarece frontal și între perii se lasă un spațiu liber (pentru jocul axial al indusului și pentru portperii); o relație aproximativă de calcul pentru mașinile mici și mijlocii este următoarea:

$$l_{gk} \approx l_k + (0,2 \dots 0,4)(n_k - 1) + (1 \dots 2,5) \text{ cm} \quad (121)$$

cu  $l_k$  măsurat în cm.

Diametrul colectorului, numărul de lamele și grosimea lamelei se determină conform indicațiilor prezentate în 2.5, a  $\gamma$ .

Înălțimea  $h$  a lamelei de colector se determină după relația:

$$h = [(2,2 \dots 2,8) \sqrt[4]{D_k} - 1](1 \pm 0,1) \text{ cm} \quad (122)$$

stabilită în ipoteza că uzura în funcționare variază cu diametrul colectorului; în relația de mai sus diametrul colectorului  $D_k$  se introduce în cm.

b. **Încălzirea colectorului în regim staționar.** Aria suprafeței laterale a colectorului se verifică la încălzire. Se determină mai întâi pierderile la colector, și anume pierderile de contact  $P_{pe}$  [relația (152) cap. 1] și pierderile prin frecare la perii  $P_{fpe}$  [relația (156) cap. 1]; încălzirea colectorului în regim staționar este dată de relația:

$$\vartheta_k = \frac{P_{pe} + P_{fpe}}{\pi D_k l_{gk} \alpha_c}, \quad (123)$$

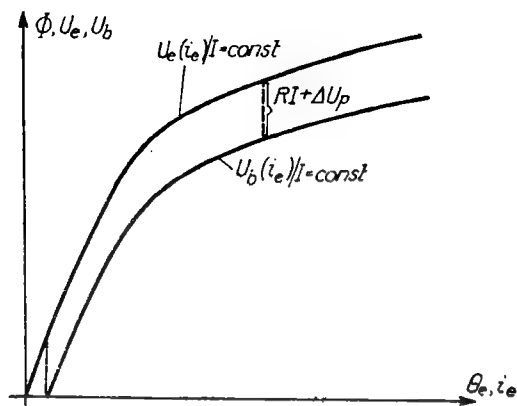
în care  $\alpha_c$  este coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție [relația (214), cap. 1].

Încălzirea colectorului nu trebuie să depășească  $65^\circ\text{C}$  (pentru mașinile având clasa de izolație A a înfășurărilor și  $85^\circ\text{C}$  pentru cele cu clasa de izolație B).

## 2.12. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE ALE MAȘINII DE CURENT CONTINUU

a. **Caracteristicile de funcționare ale generatoarelor.** La generatoare se calculează caracteristicile de funcționare în gol și în sarcină pentru mașina cu excitație independentă.

Fig. 2.22. Determinarea grafică a caracteristicii în sarcină.



Caracteristica în gol  $U_e = f(i_e)$  este chiar caracteristica magnetică în gol  $\Phi(\theta_e)$ , deoarece relațiile (37) și (79) între  $U_e$  și  $\Phi$ , respectiv  $i_e$  și  $\theta_e$  sînt relații liniare (ceilalți factori fiind constanți la o mașină construită și la turație constantă).

Caracteristica în sarcină  $U_b = f(i_e)$  pentru  $I = \text{const.}$  se determină din caracteristica magnetică în sarcină. Astfel, corespunzător unui punct  $\Phi(\theta_e)$  de pe caracteristica magnetică în sarcină se calculează pe de o parte  $U_e(\Phi)$  din relația (37) și  $U_b(U_e)$  din relația (7), iar pe de altă parte  $i_e(\theta_e)$  din relația (79). Determinarea caracteristicii la funcționarea în sarcină se poate face și pe cale grafică, translatînd în jos caracteristica  $U_e(i_e)$  cu căderea de tensiune  $RI + \Delta U_p$  (v. fig. 2.22) din circuitul indusului.

Pentru calculul celorlalte caracteristici de funcționare (caracteristicile externe și de reglaj) este necesar să se determine cîteva caracteristici la funcționarea în sarcină.

#### b. Caracteristicile de funcționare ale motoarelor

Caracteristica magnetică  $M(n)$  se determină la motoare pe baza caracteristicilor magnetice la funcționarea în gol și în sarcină, considerînd ca parametru curentul din indus.

Pentru calculul caracteristicii mecanice la motorul derivație, se determină la  $U_b$  și  $I$  date, t.e.m.  $U_e$  din relația (7), iar la  $i_e = \text{const.}$ , fluxul  $\Phi$  din caracteristica magnetică la funcționarea în sarcină corespunzătoare curentului  $I$ . Apoi din relația (37) se calculează turația  $n$ , iar din relația

$$M = \frac{p}{a} \frac{N\Phi I}{2\pi} \quad (124)$$

se determină cuplul. Rezultatele calculelor se grupează în tabela 2.4.

Calculul caracteristicii mecanice la motorul serie are loc după aceeași metodă, cu observația că în acest caz, curentul de excitație este identic cu curentul din indus; de acest fapt trebuie să se țină seamă la calculul fluxului  $\Phi$  din caracteristica magnetică în sarcină.



Tabela 2.4

## Caracteristica mecanică a motorului cu excitație derivație

$$U_b = \text{const.}, i_e = \text{const.},$$

$I$	$U_e$ [relația (7)]*	$\Phi$ [relația (79) și fig. 2.15]*	$n$ [relația (37)]*	$M$ [relația (124)]*
0,4 $I_n$				
0,6 $I_n$				
0,8 $I_n$				
$I_n$				
1,2 $I_n$				

\*) În paranteză s-au indicat relațiile și figurile necesare la calculul mărimii respective.

### 2.13. PIERDERILE ȘI CURBA RANDAMENTULUI LA MAȘINA DE CURENT CONTINUU

În mașina de curent continuu se produc pierderi în miezul indusului, în înfășurări, la colector, pierderi mecanice în lagăre și de ventilație și pierderi suplimentare.

Indusul mașinii de curent continuu cu colector este supus unei magnetizări rotitoare.

Pierderile se determină după relațiile indicate în 1.3.3.

Pierderile în înfășurări și pierderile de contact la perii variază cu intensitatea curentului prin înfășurări și se calculează pentru diferite valori ale curentului; celelalte pierderi sint aproximativ independente de curent.

Randamentul la generator se calculează după relația :

$$\eta = \frac{U_b I}{U_b I + (RI^2 + R_e i_e^2 + \Delta U_p I + P_m + P_{f,v})}, \quad (125)$$

iar la motor

$$\eta = \frac{U_b I - (RI^2 + R_e i_e^2 + \Delta U_p I + P_m + P_{f,v})}{U_b I}, \quad (126)$$

în care :

$P_m$  sint pierderile totale în miez (inclusiv pierderile suplimentare);  
 $P_{f,v}$  sint pierderile de frecare și ventilație în lagăre, la colector etc.

S-a notat cu  $R$  rezistența electrică în curent alternativ a circuitului indusului. Rezultatele calculului se grupează într-o tabelă (v. tabela 2.5).

Tabela 2.5

## Randamentul în funcție de puterea utilă

$I$	$U_b I$	$RI^2$	$\Delta U_p I$	$R_e i_s^2 + P_m + P_{f,v}$	$P^*)$	$\eta$
0,25 $I_n$						
0,5 $I_n$						
0,75 $I_n$						
$I_n$						
1,25 $I_n$						

\*) La generatoare:  $P = U_b I$ ; la motoare:  $P = \eta U_b I$

Se reprezintă grafic  $\eta(I)$  sau  $\eta(P)$ ; mașina se dimensionează astfel încît randamentul maxim să rezulte pentru puterea utilă  $P = (0,5 \dots 0,8) P_n$ , în funcție de durata anuală de funcționare a mașinii la plină sarcină.

#### 2.14. INDICAȚII PRIVIND TIPUL DE VENTILAȚIE (UTILIZAT LA MAȘINA DE CURENT CONTINUU), CALCULUL SOLICITĂRILOR TERMICE ȘI CALCULUL MECANIC

La mașinile de curent continuu de puteri mici și mijlocii avînd o construcție deschisă sau protejată se prevede o ventilație axială. Ventilatorul de tip centrifugal este dispus de partea opusă colectorului. Aerul de răcire pătrunde în mașină dinspre colector și este refulat de ventilator în exterior.

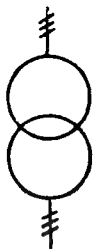
Încălzirea miezului feromagnetic al indusului se determină după metoda expusă în 1.3.5.3; astfel se calculează încălzirea medie a înfășurării  $\vartheta_{med}$  din relația (237) și încălzirea pachetului de tole după relația (244).

Încălzirea înfășurărilor nu trebuie să depășească 65°C pentru izolația clasa A și 85°C pentru izolația clasa B.

Calculul mecanic la mașina de curent continuu se face îndeosebi pentru ax, colector, bandajele de consolidare a înfășurării rotorului și buloanele de fixare a polilor. La calculul săgeții axului, pe lîngă forțele mecanice care se exercită datorită greutății miezului și înfășurării indusului, a colectorului și greutății proprii a indusului, trebuie să se țină seama și de forța de atracție magnetică unilaterală dată de relația (180) cap. 1. La calculul solicitării mecanice a lamelei de colector trebuie ținut seamă de uzura  $\varepsilon$  a lamelei dată de relația :

$$\varepsilon = 0,5 \sqrt[4]{D_k}. \quad (127)$$

La calculul buloanelor de fixare a polilor inductori trebuie considerate și forțele : tangențială [dată de relația (159) cap. 1] și de atracție magnetică radială [dată de relația (168) cap. 1].



### 3. PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI

*Tema de proiectare a unui transformator de putere cuprinde următoarele date nominale (v. anexa 5) :*

- puterea aparentă a transformatorului  $S_n$  în kVA sau MVA;
- tensiunile la borne  $U_{bn}$  (tensiunile de linie) în kV;
- frecvența  $f$  în Hz;
- numărul de faze  $m$ .

Pentru proiectarea transformatorului mai trebuie cunoscut regimul de lucru al transformatorului, condițiile de fabricație și mai trebuie stabilită grupa de conexiuni.

În standardele de transformatoare trifazate de putere (destinate să funcționeze în rețelele de curent alternativ la frecvență  $f = 50$  Hz) sunt specificate următoarele date nominale : puterea nominală, tensiunile nominale, pierderile în gol  $P_0$  și în scurtcircuit  $P_{sc}$ , tensiunea de scurtcircuit, curentul de mers în gol (v. STAS 440-62, 1703/60 și 4194/53).

Pe baza acestor date, a standardelor în vigoare, a practicii de fabricație a întreprinderii, se cere să se elaboreze proiectul transformatorului, în care să fie tratate problemele specificate în 1.1 Soluția constructivă trebuie să corespundă datelor nominale și să se înscrie între limitele admisibile ale abaterilor standardizate (v. STAS 1704/50) indicate mai jos :

- raportul de transformare  $\pm 0,5\%$ ;
- tensiunea de scurtcircuit  $\pm 10\%$ ;
- pierderile în miezul feromagnetic  $+ 20\%$ ;
- pierderile în înfășurări  $+ 10\%$ ;
- pierderile totale  $+ 15\%$ ;
- curentul la funcționarea în gol  $+ 30\%$ .

#### 3.1. CONSTRUCȚIA TRANSFORMATORULUI [20], [21].

Transformatorul de putere se compune din două părți principale active : miezul feromagnetic și înfășurările.

*Miezul feromagnetic.* Miezul feromagnetic al transformatoarelor se execută din tablă silicioasă de 0,35 mm grosime, laminată la cald sau la rece în câmp

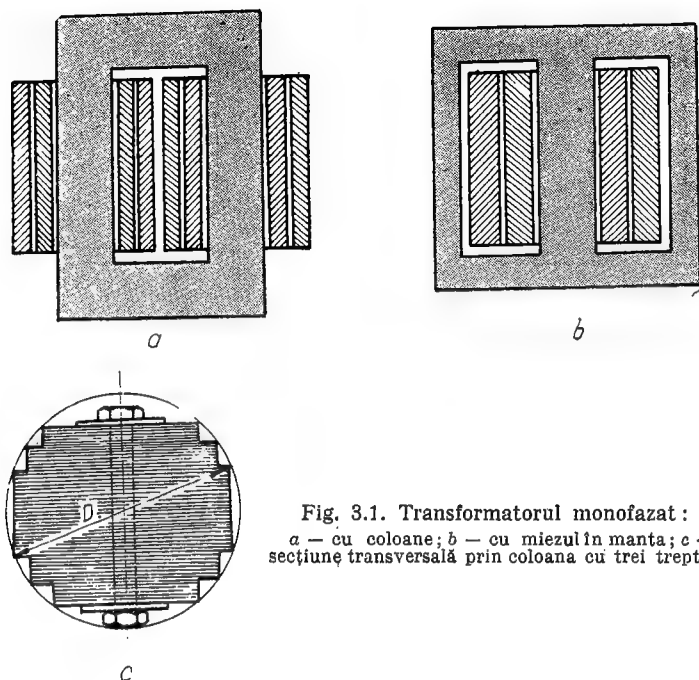


Fig. 3.1. Transformatorul monofazat :  
 a — cu coloane; b — cu miezul în manta; c —  
 secțiune transversală prin coloana cu trei trepte.

magnetic (pentru reducerea pierderilor). Tolele sînt izolate între ele cu hîrtie, lac, oxizi ceramici etc. Miezul transformatorului monofazat se execută cu coloane, înfășurările fiind divizate în două și dispuse pe ambele coloane, ca în figura 3.1, a sau în manta, înfășurările fiind dispuse pe coloana din mijloc (fig. 3.1, b). Conturul geometric al secțiunii coloanei transformatorului este realizat în trepte pentru a umple cit mai bine spațiul din interiorul bobinelor (fig. 3.1, c).

Miezul transformatoarelor trifazate se execută cu coloane (fiecare coloană corespunde la o fază, fig. 3.2a), sau cu cinci coloane dispuse asimetric în linie (fig. 3.2, b). Miezul feromagnetic al transformatoarelor trifazate executat din tablă laminată la rece, poate fi realizat cu coloanele dispuse simetric în spațiu (fig. 3.2, c). Miezul transformatoarelor trifazate în manta (fig. 3.2, d) nu este utilizat în țara noastră.

**Înfășurările.** Înfășurările transformatoarelor de putere se execută din aluminiu (pentru transformatoare pînă la 20... 40 MVA) sau din cupru; conductoarele înfășurării sînt izolate cu email, bumbac, hîrtie sau prezintă o izolație mixtă de hîrtie și bumbac. La transformatoarele de putere utilizate în sistemul energetic, bobinele înfășurării de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune, se execută de tip concentrat și se dispun concentric pe aceeași coloană.

La transformatoarele încuvate, capetele înfășurărilor sînt scoase la borne prin izolatoare de trecere.

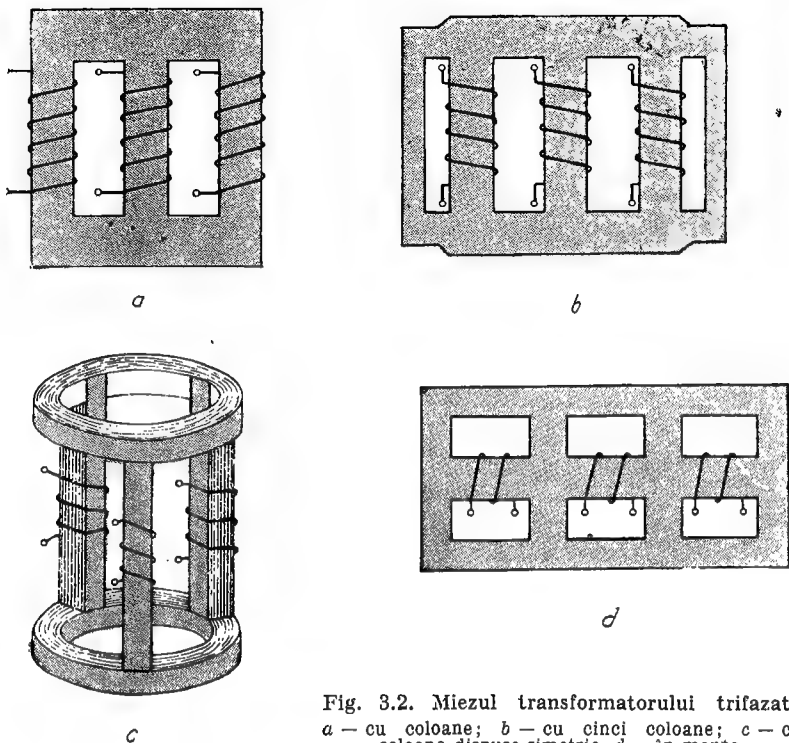


Fig. 3.2. Miezul transformatorului trifazat:  
 a — cu coloane; b — cu cinci coloane; c — cu  
 coloane dispuse simetric; d — în manta.

Pentru consolidarea mecanică a miezului se utilizează dispozitive de strângere a jugurilor, lipirea tolelor printr-o masă izolantă, buloane izolate pentru strângerea coloanelor și tiranți pentru consolidarea jugurilor — unul față de celălalt (fig. 3.3).

Pentru consolidarea mecanică a înfășurărilor se utilizează distanțoare axiali și transversale izolate și dispozitive formate din buloane, plăci de presare și discuri izolante pentru comprimarea axială a înfășurărilor.

Transformatoarele uscate se construiesc pentru puteri de ordinul sutelor de KVA.

Transformatoarele în ulei se construiesc pentru puteri de la 100 kVA în sus; în acest caz, miezul împreună cu înfășurările sînt introduse într-o cuvă în ulei. Pe capacul cuvei sînt fixate izolatoarele de trecere, conservatorul de ulei, dispozitive de protecție, inele de ridicare a părții decuvabile etc. La transformatoarele cu răcire naturală sau forțată, cuva este prevăzută cu ondule pentru majorarea ariei suprafeței de convecție sau este echipată cu dispozitive de răcire formate din țevi, lire sau radiatoare. Pentru transportul transformatorului încuvat, sînt fixate de cuvă în partea superioară inele sau urechi de ridicare; de fundul cuvei sînt sudate dispozitive cu roți pentru deplasarea la sol a transformatorului.

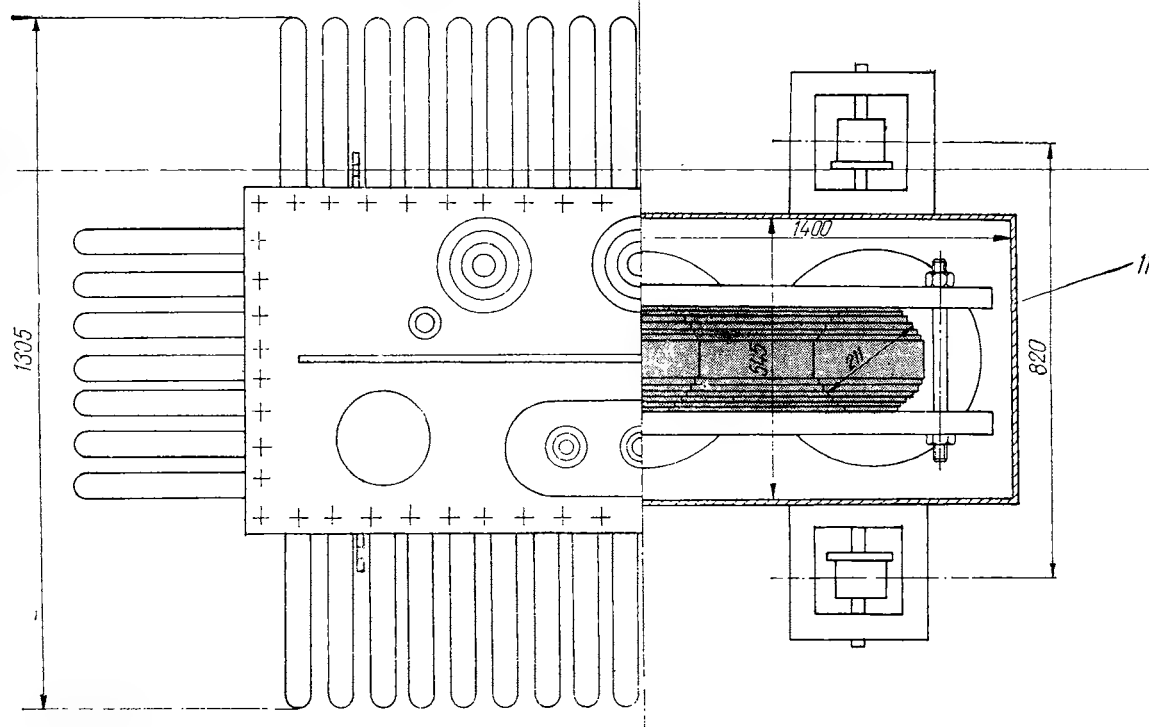
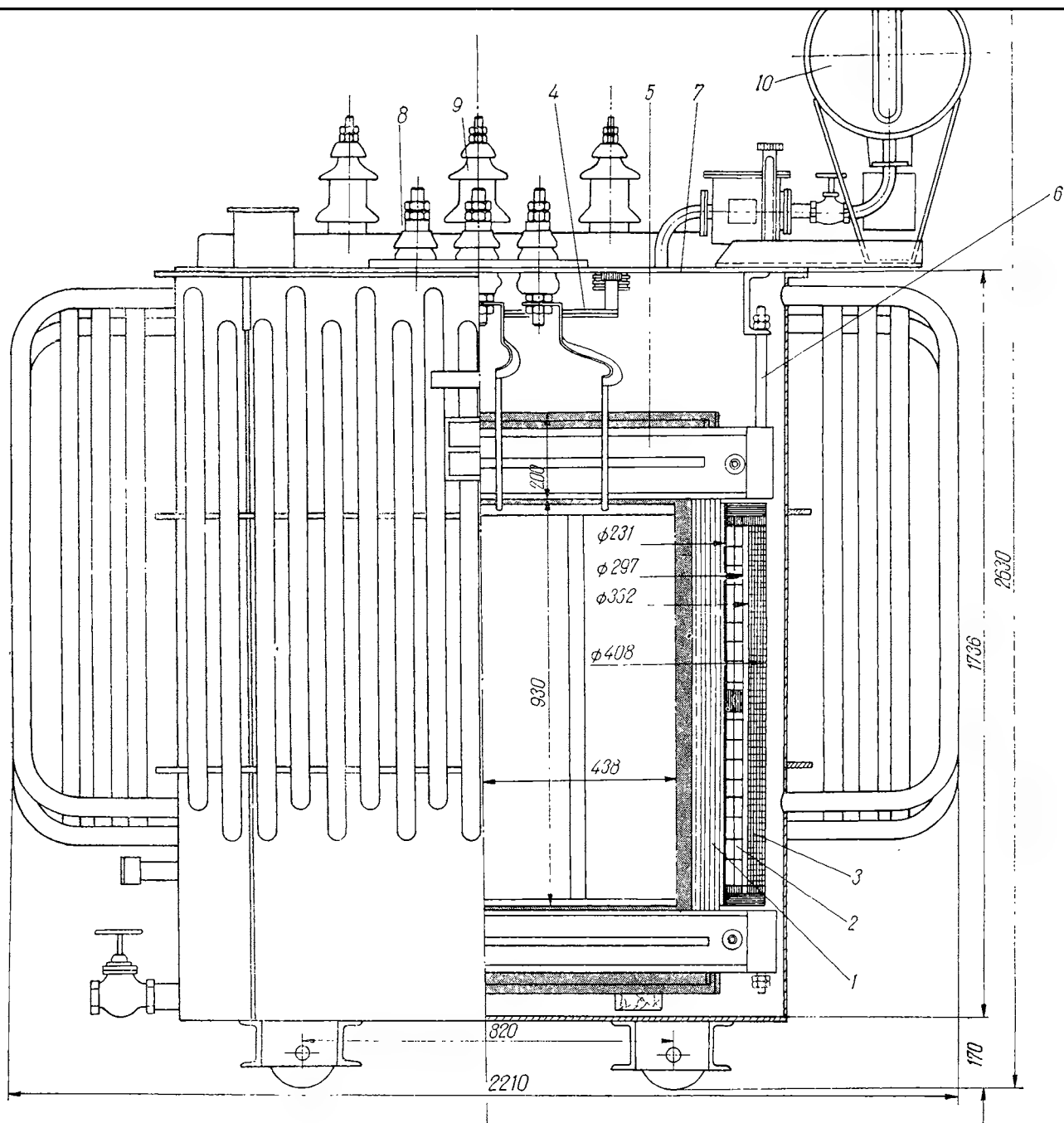
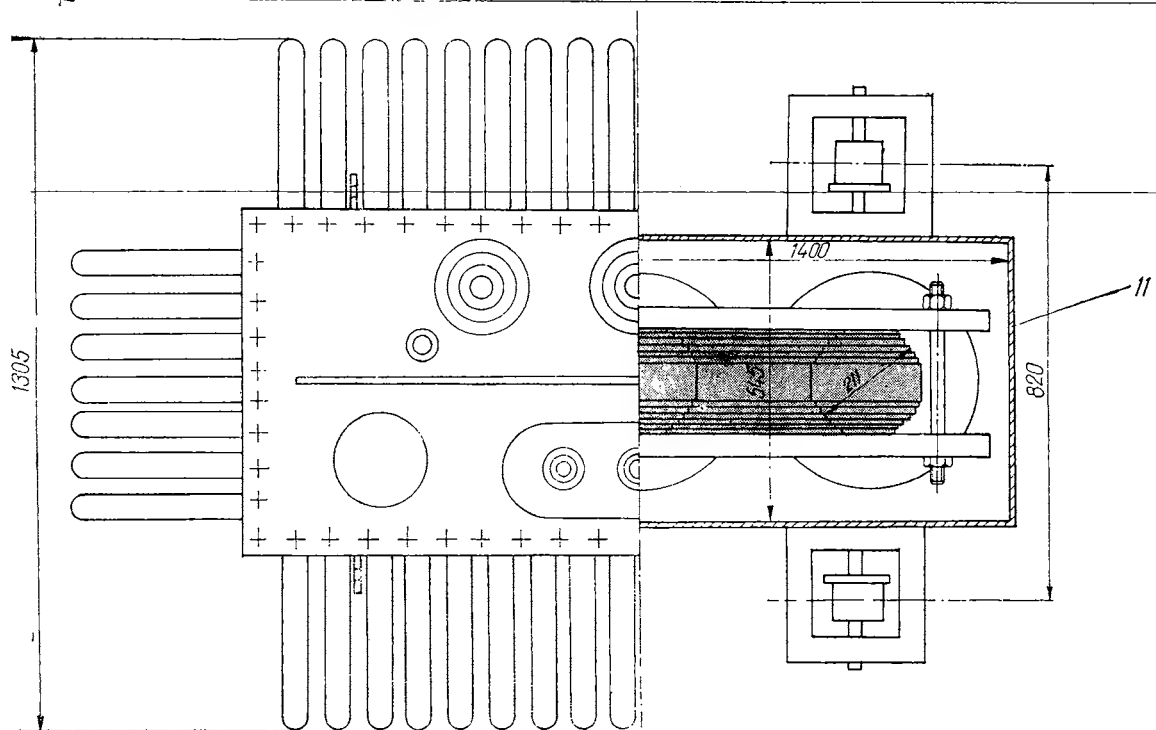
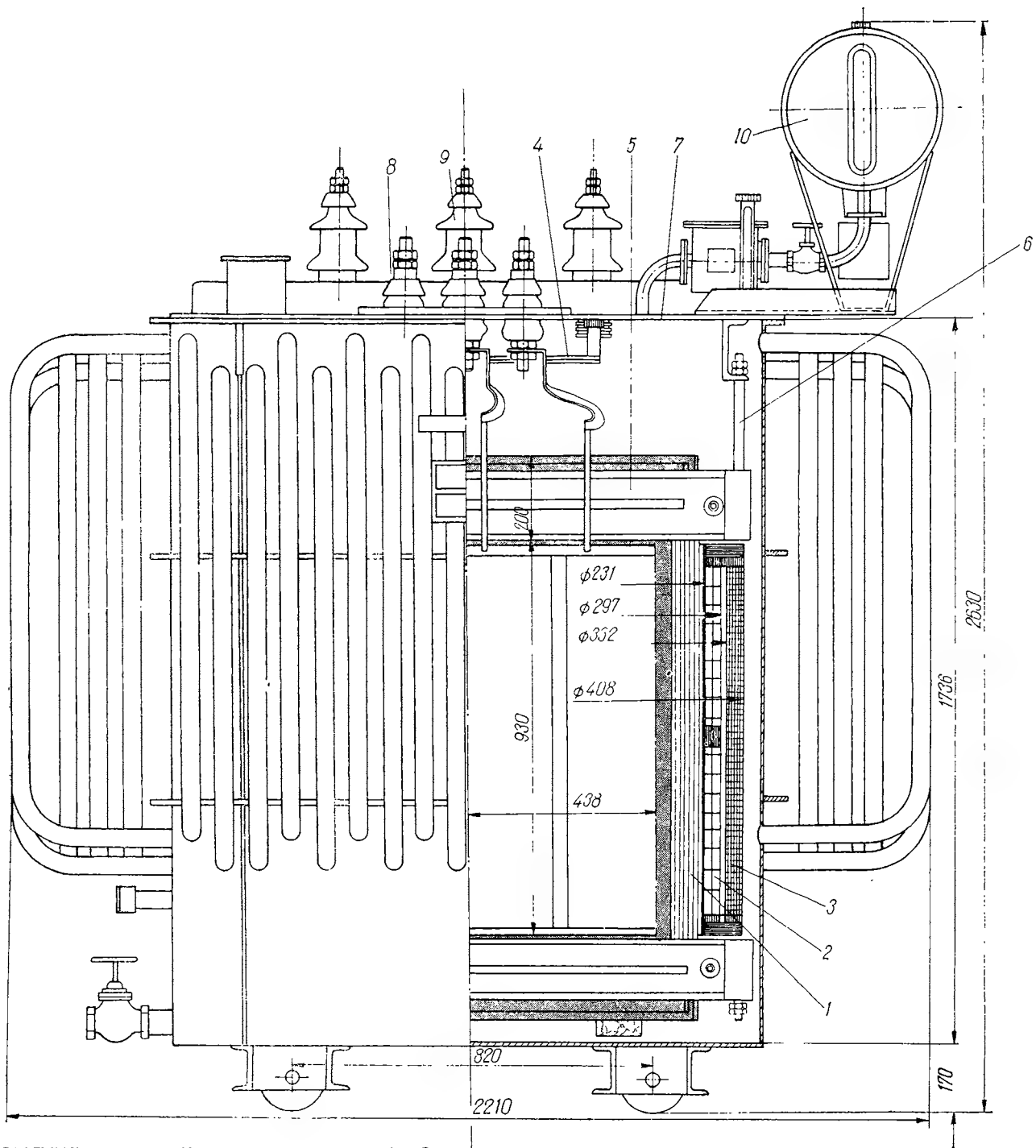


Fig. 3.3,a -- Secțiune longitudinală și transversală printr-un transformator trifazat de 1000 kVA, 6000/400 V, 50 Hz :  
 1 — miezul feromagnetic; 2 — înfășurarea de joasă tensiune; 3 — înfășurarea de înaltă tensiune; 4 — comutatorul de prize; 5 — console de fixare a jugului; 6 — tiranți; 7 — capacul cuvei; 8 — izolator de joasă tensiune; 9 — izolator de înaltă tensiune; 10 — conservatorul de ulei; 11 — cuva.  
 b — fotografie a unui transformator decuvat.



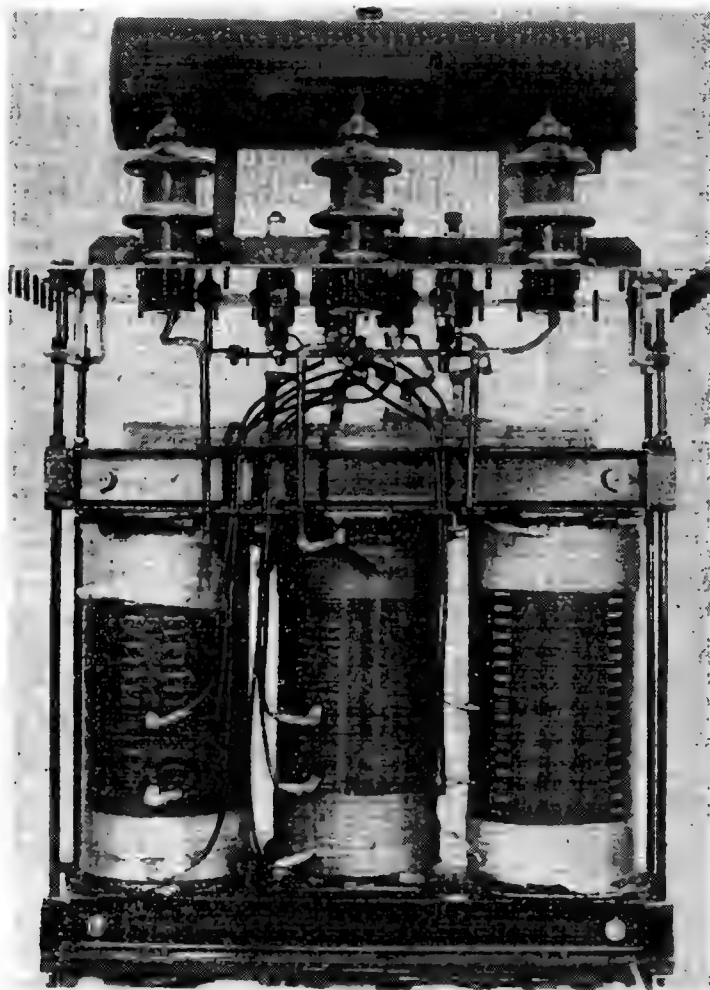


Fig. 3.3. *b* — fotografie a unui transformator decuvat.

### 3.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE [33], [34]

Dimensiunile principale ale unui transformator sînt : diametrul cercului circumscris ariei secțiunii coloanei notat cu  $D$ , lățimea ferestrei notată cu  $F$  și înălțimea ferestrei notată cu  $H$  (v. fig. 3.4); în figura 3.4 s-a mai notat cu :

$H_b \equiv H'$  — înălțimea bobinelor;

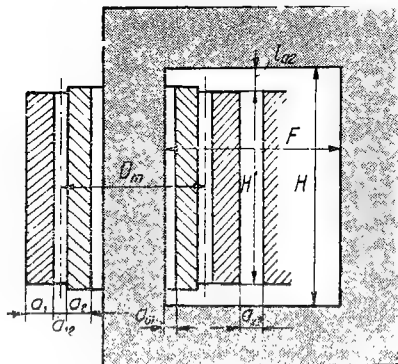
$a_1, a_2$  — grosimile bobinelor;

$F' = 2a_1 + 2a_2$  și

$D_m = D + \frac{F}{2}$  — diametrul mediu al înfășurării.



Fig. 3.4. Dimensiunile principale și de calcul ale transformatorului.



**a. Relațiile de calcul.** Relațiile de calcul pentru dimensiunile principale ale transformatorului se stabilesc exprimând puterea aparentă pe coloană, tensiunea de scurtcircuit și pierderile în funcție de dimensiunile principale ale transformatorului și de solicitările:  $J$  (densitatea medie a curentului prin înfășurări) și  $B$  (inducția magnetică în coloană).

Puterea electromagnetică pe coloană este:

$$S_1 = U_{e1} \cdot I_1, \quad (1)$$

în care t.e.m.  $U_{e1}$  se ia aproximativ egală cu tensiunea la borne  $U_{b1}$  pe fază

$$U_{e1} \approx U_{b1} \quad (2)$$

și se exprimă în funcție de aria netă  $S_m$  a secțiunii coloanei, numărul de spire  $w$  al înfășurării, frecvența  $f$  a tensiunii rețelei și inducția magnetică  $B$  astfel:

$$U_{e1} = \sqrt{2} \pi f w_1 S_m B. \quad (3)$$

Aria netă a secțiunii coloanei  $S_m$  se exprimă în funcție de aria cercului circumscriș astfel:  $S_m = k_m \frac{\pi D^2}{4}$  în care  $k_m$  este factorul de umplere al miezului.

Intensitatea curentului  $I_1$  se exprimă în funcție de aria netă a secțiunii  $S_c$  a bobinei și de densitatea medie a curentului, astfel:

$$I_1 = \frac{S_c J}{w_1}. \quad (4)$$

Aria netă  $S_c$  a secțiunii bobinei se poate exprima în funcție de aria secțiunii bobinei; de exemplu, la transformatorul trifazat cu coloane:

$$S_c = k_u \frac{H_B F'}{4}$$

în care  $k_u$  este factorul de umplere al bobinei (egal cu raportul dintre aria netă a secțiunii conductoarelor și aria bobinei).

Puterea pe coloană la transformatorul monofazat cu miezul în manta este  $S_1 = S_n$ ; la transformatorul monofazat cu coloane  $S_1 = \frac{S_n}{2}$ ; la transformatorul trifazat cu coloane  $S_1 = \frac{S_n}{3}$ .

Înlocuind pe  $U_{e1}$  și  $I_1$  în relația (1), rezultă :

$$S_1 = \sqrt{2} \pi f J B S_m S_c. \quad (5)$$

Componenta reactivă  $u_{scr}$  a tensiunii de scurtcircuit se calculează din expresia tensiunii de scurtcircuit și pierderile în scurtcircuit :

$$u_{scr} = \sqrt{u_{sc}^2 - \left(\frac{P_{sc}}{S_n}\right)^2} \quad (6)$$

la transformatoarele de puteri mijlocii și mari  $u_{scr} \approx u_{sc}$ . Din definiția componentei reactive a tensiunii de scurtcircuit rezultă :

$$u_{scr1} = \frac{2\pi f L_\sigma I_1}{U_{e1}}; \quad (7)$$

cu  $I_1$  și  $U_{e1}$  din relațiile (4) respectiv (3) și  $L_\sigma$  din relația (94), cap. 1, expresia de mai sus devine :

$$u_{scr1} = \sqrt{2} \mu_0 \frac{J}{B} \frac{S_c}{S_m} \frac{\pi D_m}{H_B} k_R \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right). \quad (8)$$

Pierderile  $P_0$  la funcționarea în gol a transformatorului sînt aproximativ egale cu pierderile în miez  $P_m$ ; notînd cu  $p_{01}$ , pierderile specifice în miez în  $W/kg T^2$  (la inducția magnetică  $B = 1T$ ) pierderile în gol se pot exprima astfel :

$$P_m = \gamma_m p_{01} B^2 S_m l_m, \quad (9)$$

în care :

$\gamma_m$  este densitatea miezului;  
 $l_m$  — lungimea medie a miezului feromagnetic

$$l_m = \frac{G_m}{\gamma S_m}, \quad (10)$$

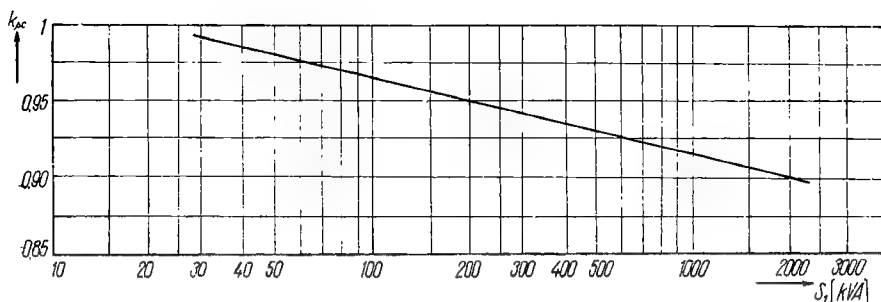
$G_m$  fiind masa miezului; la transformatorul monofazat cu coloane

$$l_m \approx 2H + 2vF + 3,6 vD, \quad (11)$$

iar la transformatorul trifazat cu coloane

$$l_m \approx 3H + 4vF + 5,6 vD. \quad (12)$$

În relațiile (11) și (12) s-a notat cu  $v = \frac{S_j}{S_m}$  raportul dintre aria secțiunii jugului  $S_j$  și aria secțiunii coloanei  $S_m$ . Secțiunea jugului se ia mai mare decît

Fig. 3.5. Raportul  $k_{sc}$ 

secțiunea coloanei pentru a rezulta o construcție optimă și pentru a reduce asimetria circuitului magnetic la transformatoarele trifazate cu coloanele în linie. Valoarea lui  $\nu$  este :

$$1 \leq \nu \leq 1,1. \quad (13)$$

Pierderile  $P_{sc}$  la funcționarea în scurtcircuit a transformatorului sînt aproximativ egale cu pierderile  $P_c$  în înfășurare;

$$P_c = 2m\rho\pi D_m S_c J^2, \quad (14)$$

în care :

$m$  este numărul de faze;

$\rho$  — rezistivitatea conductorului (v. tabela 1.4),

$D_m$  — diametrul mediu al înfășurărilor.

La transformatoarele de puteri mai mari se aproximează pierderile suplimentare, calculîndu-se pierderile  $P_c$  din relația

$$P_c = \frac{P_{sc}}{k_{sc}} \quad (14, a)$$

în care  $k_{sc}$  la transformatoarele trifazate are aproximativ valoarea care rezultă din fig. 3.5, în care s-a reprezentat grafic factorul  $k_{sc}$  în funcție de puterea pe fază  $S_1$  a transformatorului.

În cele 4 ecuații numerotate cu (5), (8), (9) și (14), intervin 5 necunoscute  $D$ ,  $F$ ,  $H$ ,  $J$  și  $B$ , deoarece  $S_c$  și  $S_m$  sînt funcții de dimensiunile transformatorului. Distanțele  $l_0$ ,  $a_{01}$ ,  $a_{12}$  și  $a_{22}$  depind de tensiunile înfășurărilor transformatorului; la tensiuni de borne date, aceste distanțe se pot considera constante pentru o gamă de puteri.

Prin urmare, soluția nu este determinată în mod univoc, problema avînd un grad de libertate. Soluția optimă se poate determina punînd de exemplu condiția ca prețul de cost al transformatorului să fie minim. Deoarece rezolvarea sistemului de ecuații este complicată, iar curba prețului de cost funcție de dimensiunile transformatorului are o alură aplatisată, problema se poate rezolva prin calcularea mai multor variante și determinarea variantei optime. Problema se simplifică și mai mult dacă se mai consideră o relație suplimentară între dimensiunile principale ale transformatorului. Astfel se introduce raportul

$$\beta = \frac{\pi D_m}{H_B}, \quad (15)$$

a cărui valoare este cuprinsă între 1,2 (corespunzătoare transformatoarelor suple) și 3,5 (corespunzătoare transformatoarelor teșite); valoarea optimă a acestui factor se determină prin calcul (transformatorul se proiectează în mai multe variante, care diferă prin valoarea luată pentru  $\beta$  și se reține soluția optimă).

Dacă se raportează pierderile la puterea nominală a transformatorului și se exprimă numai în funcție de dimensiunile principale, ecuațiile de mai sus scrise pentru transformatorul trifazat devin :

$$S_1 = \sqrt{2} \pi f J B k_m \frac{\pi D^2}{4} \frac{(H - l_0)(F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22})}{4}, \quad (16)$$

$$u_{scr1} = 4\sqrt{2} \mu_0 k_R \frac{J}{B} \frac{k_u(F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22})}{k_m D^2} \left( D + \right. \\ \left. + \frac{F}{2} \right) \left( a_{12} + \frac{F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22}}{6} \right), \quad (17)$$

$$i_{0a} = \frac{4}{3} \frac{\gamma_m p_{01}}{\sqrt{2} \pi f} \frac{B}{J} \frac{3H + 4vF + 5,6vD}{k_u (H - l_0)(F - 2a_{01} - 2a_{12} - a_{22})}, \quad (18)$$

$$u_{sca} = \frac{4}{3} \frac{2m_p}{\sqrt{2} \pi f} \frac{J}{B} \frac{D + \frac{F}{2}}{k_u \pi D^2}, \quad (19)$$

în care s-a notat cu

$$i_{0a} = \frac{P_m}{S_n} \quad (20)$$

pierderile în gol pe unitatea de putere a transformatorului (egale cu componenta activă a curentului de mers în gol raportată), iar cu

$$u_{sca} = \frac{P_c}{S_n} \quad (21)$$

pierderile în scurtcircuit pe unitatea de putere a transformatorului (egale cu componenta activă a tensiunii de scurtcircuit, raportată).

Deoarece la o gamă de transformatoare  $J$  și  $B$  au valori aproape constante, pe baza ecuațiilor (16), (17), (18) și (19) se ajunge la următoarele concluzii :

— puterea aparentă a transformatorului variază aproximativ cu puterea a patra a dimensiunilor liniare :

$$S_n = k_s \cdot L^4; \quad (22)$$

— componenta reactivă a tensiunii de scurtcircuit crește aproximativ cu puterea dimensiunii liniare :

$$u_{scr} = k_{ur} \cdot L; \quad (23)$$

valoarea tensiunii de scurtcircuit depinde însă și de  $a_{12}$  și concluzia de mai sus are o valabilitate limitată;

— pierderile în gol și în scurtcircuit pe unitatea de putere nominală a transformatorului scad cu creșterea dimensiunii liniare :

$$\left. \begin{aligned} i_{0a} &= k_i \cdot L^{-1}, \\ u_{scs} &= k_{us} \cdot L^{-1} ; \end{aligned} \right\} \quad (24 \text{ a și b})$$

prin urmare, unitățile de transformatoare de puteri mari au pierderile raportate mai mici și randamentul mai bun.

b. **Calculul diametrului coloanei.** Înlocuind pe  $I_1$  din relația (7),  $U_{e1}$  din relația (3), cu  $\beta$  definit de relația (15), expresia puterii aparente pe coloană a transformatorului [relația (1)] devine :

$$S_1 = \pi f S_m^2 B^2 \frac{u_{scr}}{\mu_0 \beta k_R \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right)} ; \quad (25)$$

din aceasta rezultă aria netă a secțiunii coloanei

$$S_m = \sqrt{\frac{S_1 \mu_0 \beta k_R \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right)}{\pi f B^2 u_{scr}}} , \quad (26)$$

respectiv diametrul  $D$  al coloanei.

$$D \equiv \sqrt{\frac{4 S_m}{k_m \pi}} = 2 \sqrt{\frac{S_1 \mu_0 \beta k_R \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right)}{\pi^2 f k_m^2 B^2 u_{scr}}} . \quad (27)$$

În aceste relații intervin mărimile  $S_1$ ,  $f$  și  $u_{scr}$  care se calculează pe baza datelor nominale,  $k_R$  care se determină din relația (87), cap. 1 și  $\beta$  explicat în paragraful precedent; celelalte mărimi se determină astfel :

— Inducția magnetică  $B$  se precizează în funcție de puterea transformatorului și de sortul de tablă utilizat în construcția miezului;

$1,6 \leq B \leq 1,65$  T — la transformatoare executate cu tablă laminată la rece;

$1,1 \leq B \leq 1,5$  T — la transformatoare executate cu tablă laminată la cald;

valorile mai mici corespund transformatoarelor de puteri mai mici.

— Factorul  $a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}$  se aproximează inițial în funcție de puterea și tensiunile nominale ale transformatorului. Lărgimea canalului de scăpări  $a_{12}$  este funcție de tensiunea la borne; în tabela 3.1 se indică pentru transformatoarele în ulei, valorile uzuale ale acestei distanțe în funcție de tensiunea de încercare  $U_i$  (de frecvență industrială — 50 Hz) și de puterea transformatorului.

Valorile tensiunii de încercare  $U_i$  la frecvență industrială sînt indicate

Tabela 3.1

Valorile distanței  $a_{12}$  la transformatoarele în ulei

$U_i$ kv ( $f = 50\text{Hz}$ )	18 ~ 25			35		45		55	85
S kVA	<100	<560	$\geq 750$	$\leq 560$	$\geq 750$	$\leq 560$	$\geq 750$		
$a_{12}, \text{cm}$	0,85	1,2	1,7	1,5	1,7	1,5	1,7	1,8	2,7

în tabela 3.2, în funcție de tensiunea nominală  $U_b$  la bornele transformatorului. Valorile din paranteză cuprinse în tabela 3.2 corespund normelor Comisiei electrotehnice internaționale revizuite în 1961.

Tabel 3.2

Tensiunile de încercare ale înfășurării transformatorului

$U_B$ kV	3(3,6)	6(7,2)	10(12)	15(17,5)	20(24)	35(36)	110(123)	150(170)	220(245)	(420)
$U_i$ kV	18(16)	25(22)	35(28)	45(38)	55(55)	85(70)	200 <sup>(230)</sup> <sub>(185)</sub>	275 <sup>(275)</sup> <sub>(230)</sub>	400 <sup>(460)</sup> <sub>(395)</sub>	630

Valoarea termenului  $\frac{a_1 + a_2}{3}$  în care  $a_1$  și  $a_2$  sînt grosimile înfășurărilor de pe coloană este proporțională cu  $\sqrt[4]{S_1}$  și depinde întrucîtva și de tensiunile transformatorului (deoarece grosimea izolației dintre straturile înfășurării crește la tensiuni ridicate); în tabela 3.3 se indică valorile factorului de pro-

Tabela 3.3

Valorile factorului  $k$  pentru calculul distanței  $\frac{a_1 + a_2}{3}$

$S_1$ kVA	<100	100 ~ 560	750 ~ 5600	7500 ~ 31500
$U_b$ kV	10	$\leftarrow 10 \sim 35 \rightarrow$		
$k$	0,6 ~ 0,8	0,48 ~ 0,6	0,4 ~ 0,5	0,44 ~ 0,46

porționalitate  $k = \frac{a_1 + a_2}{3} \cdot \frac{1}{\sqrt[4]{S_1}}$  la transformatoare construite.

Relația (26) se poate scrie și astfel :

$$S_m = C \sqrt[4]{\frac{S_1}{f}} \quad (28)$$

în care :

$$C = \sqrt{\frac{\mu_0 \beta k_R \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right)}{\pi B^2 u_{scr}}} \quad (29)$$

și are valoarea :

$$4 \leq C \leq 6 \text{ cm}^2 \text{ J}^{-\frac{1}{2}}; \quad (30)$$

valoarea optimă a mărimii  $C$  se determină prin calcul; înlocuind în relația (27) pe  $C$  în unitățile indicate de relația (30), pe  $S_1$  în VA și  $f$  în Hz se obține  $S_m$  în  $\text{cm}^2$ .

Cunoscând aria netă a secțiunii coloanei se poate determina aria  $S_c$  și diametrul  $D$  al cercului circumscris coloanei. Aria geometrică  $S_g$  a coloanei este mai mică decât aria cercului circumscris la transformatorul avînd miezul executat în trepte (v. fig. 3.1, c). Factorul de umplere  $k_m$  al miezului se poate scrie astfel :

$$k_m = \frac{S_m}{S_c} = k_{Fe} k_g, \quad (31)$$

în care :

$k_{Fe} = \frac{S_m}{S_g}$  este denumit factor de izolare ;

$k_g = \frac{S_g}{S_c}$  — factor de geometrie.

*Factorul de izolare* depinde de grosimea tolelor și grosimea izolației dintre tole; valorile acestui factor sînt date în tabela 3.4.

Tabela 3.4

Factorul de izolare  $k_{Fe}$

Grosimea tolei mm	I z o l a Ț i a		
	hîrtie	lac	oxizi ceramici
0,35	0,85	0,9	0,95
0,5	0,875	0,93	0,98

*Factorul de geometrie* este funcție de numărul treptelor (notat cu  $n$ ), de numărul și lărgimea canalelor de răcire prevăzute în miez și de sistemul de consolidare al coloanelor. În tabela 3.5 sînt date valorile factorului  $k_g$ ,

Tabela 3.5

Factorul de geometrie  $k_g$

$S_1$ kVA	5 ~ 15	15 ~ 45	45 ~ 5000		5000 ~ 20 000
n	4	5	6	6	7
D cm	8 ~ 12	12 ~ 16	16 ~ 51		
Sistemul de consolidare	Consolidarea coloanei prin înfășurarea de josă tensiune			Consolidarea prin buloane	
$k_g$	0,886	0,908	0,92	0,91	0,93

În transformatoare cu diametrul coloanei  $D \geq 35$  cm se prevăd canale de răcire; la transformatoarele în ulei, lărgimea canalelor este de 0,6 cm  $\sim$  1,2 cm. Grosimea pachetelor de tole este de 10  $\sim$  20 cm. Valorile factorului de geometrie date în tabela 3.5 se micșorează cu 0,015 pentru fiecare canal longitudinal, în cazul în care lărgimea canalului este de 0,6 cm.

La transformatoarele uscate, lărgimea canalelor de răcire este de 1  $\sim$  2 cm; valorile factorului de geometrie se reduc cu 0,05 pentru fiecare canal longitudinal.

După ce s-a calculat aria  $S_c$  se determină diametrul  $D$  al coloanei.

c. **Înălțimea și lărgimea ferestrei.** Din relațiile (9) și (14) rezultă ecuațiile :

$$3H + 4 \nu F = \frac{P_m}{\gamma S_m p_{01} B^2} - 5,6 D \nu \quad (32)$$

și

$$\left( D + \frac{F}{2} \right) HF = \frac{2P_c}{\pi m \rho k_f J^2}, \quad (33)$$

cu necunoscutele  $F$  și  $H$ . Factorul de umplere  $k_f$  al ferestrei transformatorului (egal cu raportul dintre aria netă a secțiunii conductoarelor din fereastră și aria ferestrei) se ia aproximativ egal cu 0,2...0,4 la transformatoarele de putere cu înfășurările din cupru (valorile mai mici corespund transformatoarelor avînd tensiunea la borne ridicată) la transformatoarele cu înfășurări din aluminiu  $k = 0,3...0,5$ . După ce se dimensionează înfășurările, trebuie verificată valoarea acestui factor.

Densitatea de curent medie  $J$  în înfășurări este funcție de modul de răcire al transformatorului și de materialul conductorului; în tabela 3.6 sînt cuprinse

Tabela 3.6

Valorile uzuale ale densității de curent  $J$  A/mm<sup>2</sup>

	Înfășurare cu conductor din Cu	Înfășurare cu conductor din Al
Transformator în aer	1,2...2,8	0,8...1,7
Transformator în ulei	1,6...4	1 ...2,4

valorile uzuale ale densității de curent.

Adoptînd și factorul  $\nu$  definit în paragraful de mai sus, se poate rezolva sistemul de ecuații (32) și (33), rezultînd astfel înălțimea  $H$  și lărgimea  $F$  a ferestrei.

După ce s-au determinat dimensiunile ferestrei transformatorului, trebuie verificat factorul  $\beta = \frac{\pi \left( D + \frac{F}{2} \right)}{H'}$  a cărei valoare aproximativă a fost aleasă mai sus, la calculul diametrului.



### 3.3. SOLICITĂRILE ELECTRICE ȘI MAGNETICE ÎN TRANSFORMATOR

În 3.2. *a* s-a arătat că determinarea solicitărilor electrice și magnetice în transformator face parte din problema stabilirii soluției optime a transformatorului, care la putere, tensiune de scurtcircuit și pierderi date are prețul de cost minim. Rezolvarea integrală a problemei este potrivită pentru construcția transformatoarelor în serii mari.

Pierderile în miez și curentul la funcționarea în gol depind de valoarea inducției magnetice în miezul transformatorului; pentru a se evita creșterea curentului în gol fără a rezulta o creștere corespunzătoare a inducției magnetice, punctul de funcționare pe caracteristica de funcționare a transformatorului se alege sub cotul de saturație.

La transformatoarele de distribuție care funcționează la sarcină nominală numai câteva ore pe zi, valoarea inducției în miez este cuprinsă între 0,9 T și 1,2 T — în cazul tolelor laminate la cald pentru a rezulta pierderi la funcționarea în gol mai reduse; la transformatoarele de puteri mari și foarte mari, valorile inducției magnetice sînt cuprinse între limitele indicate în 3.2. *b*.

Densitatea de curent se precizează în funcție de construcția bobinei și de sistemul de răcire al transformatorului. În general, densitatea de curent este mai mare în înfășurarea de joasă tensiune, (care are un număr mic de straturi) decît în înfășurarea de înaltă tensiune, construită cu un număr mare de straturi. Astfel, la transformatoarele cu înfășurări din cupru și răcite în ulei, densitatea de curent are valorile:

$$1,8 \leq J \leq 4,5 \text{ A/mm}^2 \text{ la bobinele într-un strat;}$$

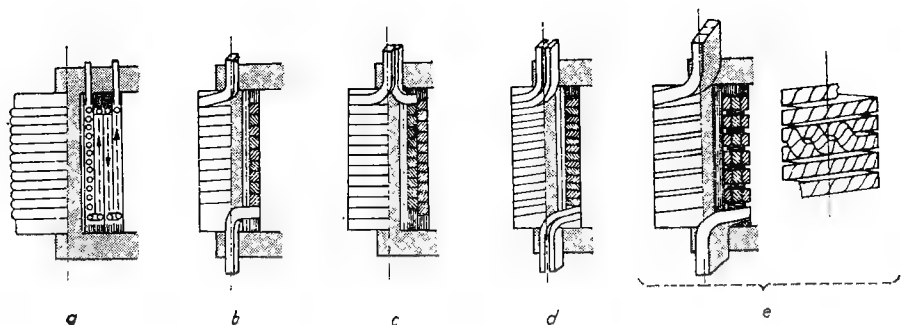
$$1,5 \leq J \leq 4 \text{ A/mm}^2 \text{ la bobinele în mai multe straturi.}$$

### 3.4. CONSTRUCȚIA ȘI CALCULUL ÎNFĂȘURĂRILOR; COORDONAREA IZOLAȚIEI TRANSFORMATORULUI

*a. Construcția înfășurărilor și alegerea tipului de înfășurare.* Înfășurările transformatoarelor de putere se dispun concentric; astfel, la transformatorul cu două înfășurări, bobina înfășurării de joasă tensiune se dispune lîngă miez; peste aceasta se așază bobina înfășurării de înaltă tensiune.

Înfășurările se execută fie sub forma unor *bobine cilindrice* repartizate de-a lungul coloanei, fie sub forma unor *bobine concentrate denumite galeți* și așezați unul alături de celălalt.

*Înfășurările cilindrice* pot fi executate într-unul sau mai multe straturi cu un singur conductor (de secțiune circulară sau dreptunghiulară). Pentru a rezulta pierderi suplimentare mici în înfășurări, în cazul secțiunilor mari ale conductoarelor, se utilizează două sau mai multe conductoare subțiri, conectate în paralel. În consecință, înfășurările cilindrice se execută cu două sau mai multe conductoare în paralel alăturate, sau cu două sau mai multe conductoare conectate în paralel și dispuse suprapus. În figura 3.6 sînt reprezentate schițe



3.6. Înfășurări cilindrice:

*a* — înfășurare în mai multe straturi (stratificată) cu conductor de secțiune circulară; *b* — înfășurare într-un strat cu un singur conductor de secțiune dreptunghiulară; *c* — înfășurare în două straturi cu un singur conductor; *d* — înfășurare cu două conductoare în paralel dispuse alăturat; *e* — înfășurare cu trei conductoare în paralel dispuse suprapus și schița transpunerii lor (înfășurarea helicoidală).

ale tipurilor principale de înfășurări cilindrice. La înfășurările cu mai multe conductoare conectate în paralel și dispuse suprapus, denumite și înfășurări helicoidale (v. fig. 3.6, *e*) se procedează la transpunerea conductoarelor pentru a rezulta aceiași parametri (rezistența și reactanța de scăpări) pe calea de curent. Dacă  $n_c$  este numărul de conductoare suprapuse, numărul de transpuneri  $n_t$  este

$$n_t = v(n_c - 1)$$

în care  $v$  este un număr întreg oarecare; transpunerile se execută la intervale egale.

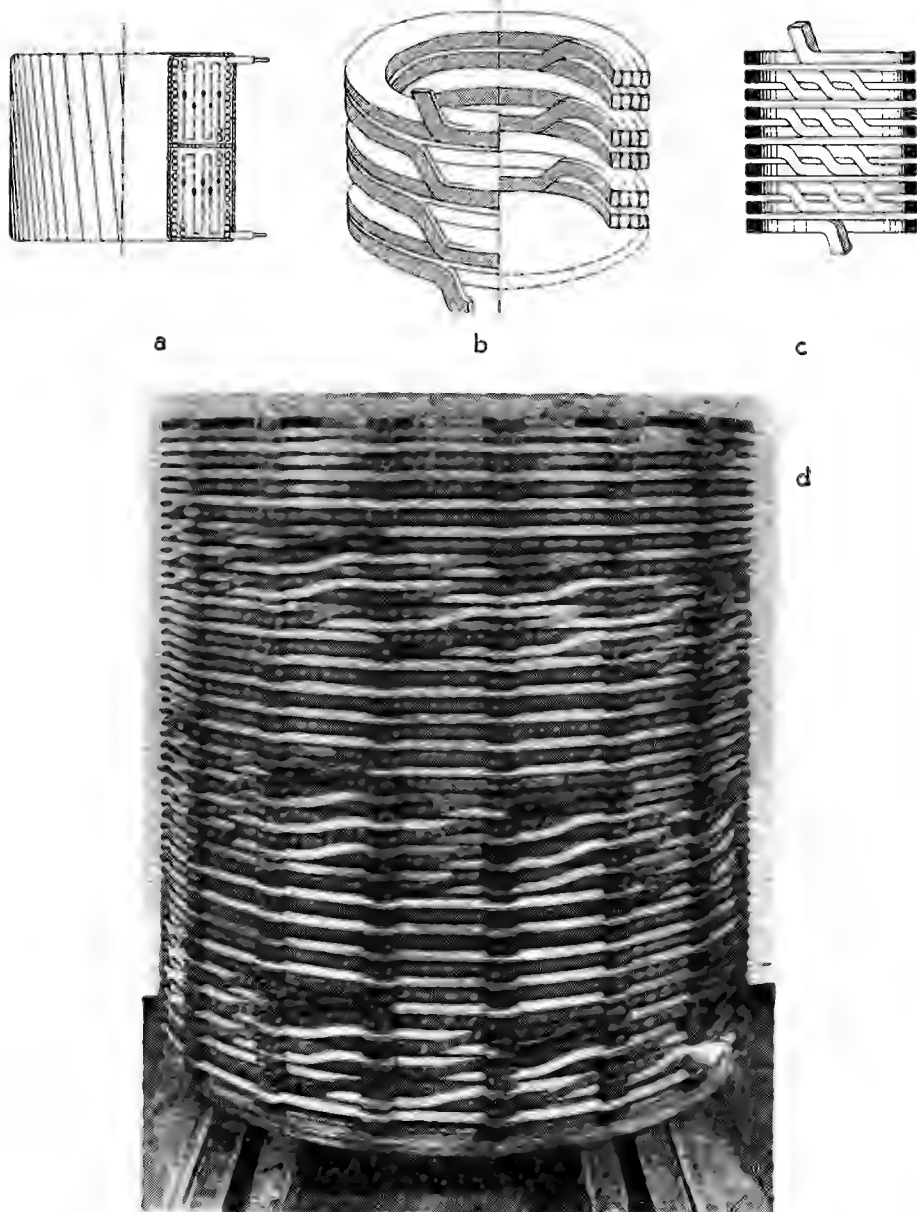
Înfășurările cilindrice în mai multe straturi se pot prevedea cu canale axiale de răcire.

Înfășurările în galeți se execută cu galeți separați (fig. 3.7, *a*), în cazul conductoarelor de secțiune circulară, sau cu galeți continui (denumită și înfășurare spiralată), în cazul conductoarelor de secțiune dreptunghiulară (fig. 3.7, *b*).

La înfășurările în galeți se prevăd canale radiale de răcire; lărgimea canalului de răcire este de 10 ... 20 mm, în cazul galeților separați și de 3 ... 5 mm, în cazul galeților continui.

Se construiesc și înfășurări în galeți continui cu mai multe conductoare în paralel; pentru reducerea pierderilor suplimentare se procedează și în acest caz la transpunerea conductoarelor; în figura 3.7, *c* este prezentată schița unei înfășurări în galeți continui, cu 3 conductoare în paralel, prevăzută cu transpunerea conductoarelor, iar în figura 3.7, *d* fotografia unei înfășurări din galeți continui.

Tipul de înfășurare se precizează în funcție de valoarea curentului și a tensiunii pentru care se dimensionează înfășurarea; printr-un conductor elementar pot trece curenți pînă la 200 A, iar tensiunea pe strat, respectiv pe galet, este pînă la 800...1 000 V. În funcție de valoarea curentului se determină numărul de conductoare elementare conectate în paralel și în funcție de



### 3.7. Înfășurări în galeți:

a — înfășurare în galeți separați; b — înfășurare în galeți continui (înfășurare spiralată); c — înfășurare în galeți continui cu 3 conductoare în paralel, transpuse la fiecare trecere; d — fotografie a unei înfășurări în galeți continui cu transpoziții.

valoarea tensiunii la bornele înfășurării se determină numărul de straturi, respectiv de galeți ai înfășurării.

*Înfășurările de tip cilindric*, cu conductor de secțiune dreptunghiulară format din unul sau mai multe conductoare conectate în paralel, se execută îndeosebi ca înfășurări de joasă tensiune la transformatoare având  $S \leq 1\,000$  kVA și  $U \leq 525$  V.

*Înfășurarea cilindrică stratificată* cu conductor de secțiune circulară se utilizează la transformatoare de putere mică  $S \leq 180$  kVA ca înfășurări de joasă tensiune sau înfășurări de înaltă tensiune ( $U \leq 15$  kV).

*Înfășurarea cilindrică formată din galeți separați* se utilizează mai rar, și anume la transformatoarele de putere mică și tensiune ridicată (35 kV).

*Înfășurarea cilindrică formată din galeți continui* se utilizează la transformatoarele de putere mare și tensiuni ridicate ( $\geq 6$  kV), atât pe partea de joasă tensiune, cât și pe partea de înaltă tensiune.

Construcția înfășurării trebuie să prezinte: o rezistență mecanică bună la acțiunea forțelor de scurtcircuit și pierderi suplimentare cât mai reduse; transmisia căldurii de la înfășurare la mediul ambiant să nu producă căderi mari de temperatură în bobine, izolația înfășurării să reziste la solicitările electrice, care pot apărea în transformator, iar procesul tehnologic să fie simplu.

**b. Izolația înfășurărilor.** Înfășurările transformatorului sînt izolate între ele și față de masă (față de miez, cuvă, dispozitive metalice de consolidare); și în cazul transformatoarelor trifazate conectate în stea și avînd nulul conectat la masă, izolația înfășurării se dimensionează ca în cazul transformatoarelor cu nulul izolat.

Izolația înfășurării se compune din :

- izolația principală care izolează înfășurările unele față de altele, respectiv față de miez și cuvă;
- izolația transversală care izolează spirele înfășurării unele față de altele (izolația conductorului și izolația dintre straturi).

Materialele izolante folosite în transformatoarele electrice sînt :

- hîrtie de cablu (utilizată ca izolație între straturi la înfășurările cilindrice în două sau mai multe straturi), de grosime 0,08...0,12 mm și lățime 20...50 mm;
- hîrtia telefonică (utilizată la înfășurările cilindrice stratificate) de grosime 0,05mm ( $\pm 5\%$ ) și lățime 500 ( $\pm 10$ )mm;
- carton electrotehnic denumit și preșpan (se utilizează ca izolație între înfășurări, între galeți, între bobinele elementare în canalele axiale de răcire etc.) cu următoarele dimensiuni  $900 \times 1\,000$  mm<sup>2</sup> și grosimea 0,5 mm sau  $850 \times 1\,100$  mm<sup>2</sup>, respectiv  $1850 \times 3\,600$  mm<sup>2</sup> de grosimi 1, 1,5, 2, 2,5; 3 mm;
- hîrtia bachelizată în formă de tuburi cu diametrul 85...2 000 mm și grosime 2, 4, 6, 8 mm;
- pertinax;
- porțelan (pentru izolatoare);
- ulei de transformator;

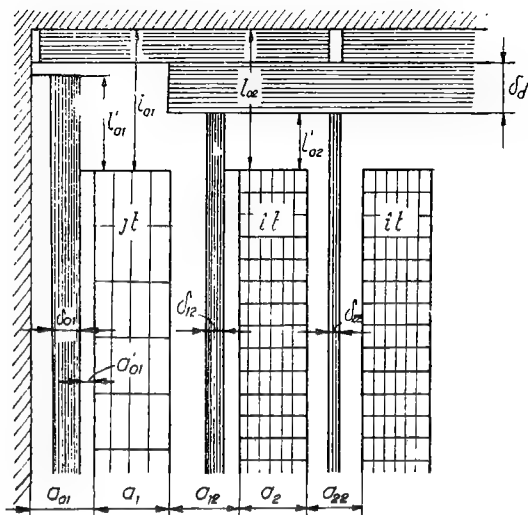


Fig. 3.8. Secțiune longitudinală parțială prin fereastra transformatorului.

— textolit, sticlotextolit cu rășină bachelitică, epoxidică sau siliconică (utilizată îndeosebi la construcția transformatoarelor uscate).

Izolația conductorului se compune din fire de bumbac (învelit de 2 sau de 4 ori), bandă albă (pentru izolarea capetelor înfășurării), hîrtie de cablu simplă (așezată dublu suprapus), s-au împreună cu o izolație suplimentară din fire de bumbac (la transformatoarele de puteri mari). La înfășurările de înaltă tensiune, primele 5% din numărul conductoarelor sînt izolate suplimentar pentru a rezista la solicitările electrice ale supratensiunilor de impulsie.

Dimensiunile izolației înfășurărilor depind de dimensiunile înfășurării, de puterea nominală și tensiunea la bornele înfășurării, de solicitările mecanice și termice ale înfășurării.

În tabela 3.7 sînt date distanțele izolante în cm ale înfășurărilor de tensiune joasă, respectiv medie, în funcție de putere și de tensiunile de încercare ale înfășurărilor de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune (v. tabela 3.2); notațiile sînt conform figurii 3.8.

c. **Calculul înfășurărilor.** Pentru execuția înfășurărilor transformatorului trebuie să se cunoască: numerele de spire  $w_j$ ,  $w$ ; al înfășurării de joasă tensiune, respectiv de înaltă tensiune, materialul, ariile secțiunilor și dimensiunile conductoarelor, tipul de înfășurare și dimensiunile bobinelor.

Numărul de spire al înfășurării de joasă tensiune monofazată sau trifazată (conectată în stea sau în triunghi) rezultă din relația:

$$w_j = \frac{U_{bj}}{4,44 f B S_m}, \quad (34)$$

în care  $U_{bj}$  este tensiunea la bornele înfășurării de joasă tensiune;  $w_j$  trebuie să fie un număr întreg. Dacă  $w_j$  rezultă fracționar din relația (34), se ia numărul întreg superior sau inferior potrivit pentru a executa înfășurarea și se recalculează, în baza acestei relații, valoarea inducției magnetice în miez.

Tabela 3.7

Distanțele izolante în em ale înfășurărilor transformatoarelor de tensiune medie și joasă

S kVA	$U_i$ kV ptr. i. t.	$l_{01}$	$\delta_{01}$	$a'_{01}$	$a_{01}$	$l'_{01}$	$U_i$ kV ptr. i. t.	$l_{02}$	$\delta_d$	$a_{12}$	$\delta_{12}$	$l'_{02}$	$a_{22}$	$\delta_{22}$
20...100 180...560 $\geq 750$	5	1,25			0,5									
20...560 $\geq 750$	18,25	1,25	0,25 0,5	0,6 0,6	1,2 1,5	1,8 1,8	18,25 3...5	2...3 3...5		0,8... ...1,2 1,7	0,25 0,5	1 1	1 1	0,2
20...560 $\geq 750$	35	1,25	0,3 0,5	0,8 0,8	1,8 1,8	2,5 2,5	35 3...5	3 3...5		1,2 1,7	0,3 0,5	1,6 1,6	1,4 1,4	0,2
20...560 $\geq 750$	45	1,25	0,35 0,5	1 1	1,8 2,0	3 3	45 4...5	4 4...5		1,5 1,7	0,35 0,5	2,2 2,2	1,7 1,7	0,2
20...560 $\geq 750$	55	1,25	0,4 0,5	1,3 1,3	2,1 2,3	4,5 4,5	55 5	5 5	0,2 0,2	1,8 1,8	0,4 0,5	3 3	2 2	0,3
20...750 $\geq 1000$	85	1,25	0,6	1,9	3	7	85 7,5	6 7,5	0,2 0,2	2,7 2,7	0,5 0,5	4 5,5	3 3	0,3

La înfășurarea trifazată conectată în zigzag, numărul de spire pe fază rezultă din relația :

$$w = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_b}{4,44 f B S_m}.$$

Numărul de spire — pe priza de nominal — al înfășurării de înaltă tensiune rezultă din relația :

$$w_i = \frac{U_{bi}}{U_{bj}} w_j, \quad (35)$$

în care  $U_{bi}$  este tensiunea la bornele înfășurării de înaltă tensiune. Transformatoarele de putere mică și medie sînt prevăzute cu posibilitatea de reglaj în trepte a tensiunii prin scoaterea unor prize de la înfășurarea de

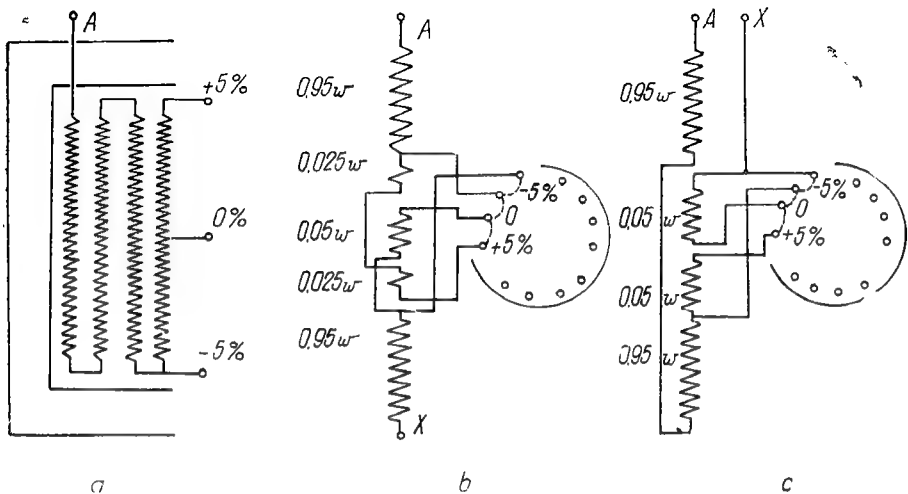


Fig. 3.9. Scheme de conexiuni ale prizelor de reglaj :  
 a — la înfășurări stratificate; b și c — la înfășurări în galeți.

înaltă tensiune; în acest caz, numărul total de spire al înfășurării de înaltă tensiune este dat de relația :

$$w_{it} = \frac{U_{bi} + \Delta U_{bi}}{U_{bi}} w_i, \quad (36)$$

în care  $U_{bi} + \Delta U_{bi}$  este tensiunea la bornele înfășurării transformatorului pe priza de tensiune maximă (când înfășurarea de joasă tensiune este înfășurarea primară).

Poziția prizelor de reglaj se alege astfel încât să rezulte forțe electrodinamice de scurtcircuit minime, iar tensiunea dintre prizele diferitelor faze să fie cât mai mică, pentru a nu complica construcția comutatorului de prize. La înfășurările cilindrice stratificate prizele de reglaj se scot din ultimele straturi (fig. 3.9, a); cazurile cele mai avantajoase pentru reducerea forțelor electrodinamice de scurtcircuit sînt acelea în care o treaptă de reglaj cuprinde porțiunea de înfășurare dintr-un strat. La înfășurările în galeți, porțiunile de înfășurare destinate reglajului sînt dispuse la mijlocul înfășurării de înaltă tensiune și divizate (așa cum se arată în fig. 3.9, b, de exemplu, pentru transformatoarele cu reglajul tensiunii în limitele de  $\pm 5\%$ ), pentru a reduce asimetria înfășurărilor. Porțiunile de reglaj sînt conectate în serie cu porțiunea de bază a înfășurării fie la mijloc (fig. 3.9, b) — soluția adoptată la înfășurările conectate în triunghi — fie la capătul înfășurării spre punctul de conexiune stea — soluție adoptată la înfășurările conectate în stea (fig. 3.9, c).

Secțiunea conductorului se calculează din relația

$$s_c = \frac{I}{j}; \quad (37)$$

densitatea de curent  $J$  la transformatorul cu pierderi date rezultă din relația :

$$J = \frac{P_{cu}}{2\pi D_m \rho S}, \quad (38)$$

în care :

$P_c$  sînt pierderile principale în înfășurare [v. relația (14, a)];

$u$  — tensiunea indusă pe spiră;

$S$  — puterea aparentă a transformatorului.

Apoi, în funcție de dimensiunile conductorului stabilite din standardul pentru secțiunea conductorului [v. anexa 2], se alege conductorul și se recalculează densitatea de curent după relația (37).

Dimensiunile bobinei se calculează în funcție de dimensiunile conductorului izolat (v. anexele 2 și 3), de numărul de conductoare pe strat, de înălțimea ferestrei și distanțele de izolare minime indicate în tabela 3.7. Înălțimea bobinei este :

$$H' = (\omega_s + 1)h_{ciz}, \quad (39)$$

în care  $\omega_s$  este numărul de spire pe strat, iar  $h_{ciz}$  înălțimea conductorului izolat. Numărul de straturi este dat de relația :

$$n_s = \frac{\omega}{\omega_s}, \quad (40)$$

în care  $\omega$  este numărul de spire al înfășurării ( $\omega_j$ , respectiv  $\omega_i$ ). Grosimea bobinei este :

$$a = n_s b_{ciz} + (n_s - 1)\delta_{iz} \quad (41)$$

în care :

$b_{ciz}$  este grosimea conductorului izolat;

$\delta_{iz}$  — grosimea izolației dintre straturi; izolația între straturi se execută din hîrtie și are o grosime totală de :

0,12 mm la tensiunea între straturi 150 V;

0,2 mm la tensiunea între straturi 150...200 V;

0,4...0,5 mm la tensiunea între straturi 200...300 V.

### 3.5. CALCULUL PIERDERILOR ȘI CURBA RANDAMENTULUI

a. **Pierderile în gol.** În transformator se produc pierderi în miez datorită cîmpului magnetic alternativ. Pierderile în gol mai cresc datorită repartiției neuniforme a cîmpului, a prelucrării mecanice, a deformării tolelor la montajul miezului și datorită prezenței pieselor masive de consolidare a coloanelor și jugurilor. Pierderile în gol se calculează după relația :

$$P_0 = k_{sm}(p_c G_c + p_j G_j), \quad (42)$$



în care :

$p_c$  și  $p_j$  sînt pierderile specifice în coloană, respectiv în jug, corespunzătoare inducției magnetice din aceste zone;

$G_c$  și  $G_j$  sînt masele coloanelor, respectiv ale jugurilor.

Factorul  $k_{sm}$  prin care se ține seama de pierderile suplimentare are aproximativ valoarea din tabela 3.8.

Tabela 3.8

Factorul de pierderi suplimentare în miez  $k_{sm}$  în funcție de diametrul  $D$

Diametrul coloanei $D$ cm	< 20	20...30	30...50	> 50
Jug cu secțiune dreptunghiulară	1...1,01	1,02...1,05	1,05...1,1	1,1...1,15
Jug cu secțiunea în trepte	1	1...1,02	1,03...1,05	1,05...1,07

Inducția magnetică în coloană rezultă din relația (34), iar inducția în jug rezultă din relația :

$$B_j = B \frac{S_m}{S_j}, \quad (43)$$

în care  $S_j$  este aria netă a secțiunii jugului.

La transformatoarele executate cu tablă laminată la rece pierderile suplimentare mai cresc și datorită anizotropiei circuitului magnetic în zonele de îmbinare dintre juguri și coloane cu aproximativ 30...50%, în raport cu pierderile care s-ar produce la magnetizarea zonei de îmbinare după direcția de laminare. În acest caz expresia de calcul a pierderilor la transformatorul trifazat este :

$$P_m = k_{sm}[p_c G_c + 4 F S_j \gamma_m p_j + 5,6 D S_j \gamma_m (1,3...1,5) p_j] \quad (44)$$

în care  $\gamma_m$  este densitatea tablei silicioase (v. tabela 1.8).

În tabela 3.9 sînt date pierderile specifice în tolele de 0,35 mm grosime, utilizate în construcția transformatoarelor în țara noastră (v. și anexa 1).

Tabela 3.9

Pierderile specifice și puterile specifice de magnetizare în tabla silicioasă de 0,35 mm grosime

$B$ T	Tablă laminată la cald			Tablă laminată la rece		
	$p_0$ W/kg	$q$ VAR/kg	$q_s$ VAR/cm <sup>2</sup>	$p_0$ W/kg	$q$ VAR/kg	$q_s$ VAR/cm <sup>2</sup>
1	1,20	4,6	0,491	0,500	1,46	0,099
1,1	1,46	6,5	0,776	0,596	2,10	0,178
1,2	1,76	10,0	1,176	0,703	3,10	0,380
1,3	2,09	15,7	1,722	0,820	4,55	0,700
1,4	2,45	25,8	2,457	0,945	6,70	1,110
1,5	2,80	43,5	3,420	1,100	10,10	1,600
1,6				1,320	15,80	2,220
1,7				1,600	25,00	2,860
1,8				2,000	48,00	4,000

b. **Pierderile în scurtcircuit.** În transformator se produc pierderi în înfășurări; cimpul magnetic de scăpări-proporțional cu solenația înfășurărilor, produce pierderi suplimentare în piesele masive de consolidare și în cuva transformatorului.

*Pierderile principale în înfășurări sînt :*

$$P_j = m(\rho J_j^2 V_j + \rho J_i^2 V_i), \quad (45)$$

în care volumele înfășurărilor  $V_j$  și  $V_i$  rezultă din relațiile :

$$V_j = s_{cj} \omega_j \pi D_{mj}; \quad V_i = s_{ci} \omega_i \pi D_{mi} \quad (46 a, b)$$

$D_{mj}$ , respectiv  $D_{mi}$  fiind valorile diametrelor spirelor medii ale înfășurărilor de joasă tensiune, respectiv înaltă tensiune.

Rezistivitatea  $\rho$  (v. tabela 1.4) a conductorului se calculează pentru temperatura 75°C.

În înfășurări se produc și pierderi suplimentare datorită refulării curentului sub influența cimpului alternativ de scăpări. Astfel fereastra transformatorului se asimilează cu o creștătură deschisă de lărgime  $H$  (v. 1.3.3.3.b) și se calculează factorul de majorare după relația (145) cap. 1. Pentru  $\xi = \alpha h \leq 1$  [v. relația (142) cap. 1] factorul de majorare se determină astfel :

— pentru conductoare de secțiune dreptunghiulară :

$$k_{r\Box} = 1 + \frac{m^2 - 0,2}{9} (\alpha h)^4; \quad (47)$$

— pentru conductoare de secțiune circulară avînd diametrul  $d = h$

$$k_{r\bigcirc} = 1 + \frac{m^2 - 0,2}{15,25} (\alpha h)^4, \quad (48)$$

în care  $m = n$ , este numărul de conductoare suprapuse ale unei înfășurări (egal cu numărul de straturi).

*Pierderile în înfășurări sînt :*

$$P_c = k_{rj} P_{jj} + k_{ri} P_{ii}, \quad (49)$$

în care :

$$P_{jj} = m \rho J_j^2 V_j,$$

iar

$$P_{ii} = m \rho J_i^2 V_i.$$

Factorul de majorare a pierderilor  $k_{sc}$  la funcționarea în sarcină a transformatorului, datorită pierderilor care se produc în piesele de consolidare și în cuvă rezultă din figura 3.5, iar pierderile totale în scurtcircuit sînt date de relația (14, a).

c. **Randamentul transformatorului.** La funcționarea transformatorului la o sarcină oarecare, randamentul transformatorului este :

$$\eta = \frac{\beta S \cos \varphi_2}{\beta S \cos \varphi_2 + \beta^2 P_{sc} + P_m}, \quad (50)$$

în care :

$\beta = \frac{I}{I_n}$  este raportul dintre curentul  $I$  pentru care se calculează randamentul și curentul nominal  $I_n$ ;

$\cos \varphi_2$  — factorul de putere al circuitului receptor. Se reprezintă grafic randamentul  $\eta$  în funcție de curentul de sarcină  $I$  (primar sau secundar). Randamentul este maxim pentru :

$$\beta = \sqrt{\frac{P_m}{P_{sc}}}. \quad (51)$$

### 3.6. CURENTUL LA FUNCȚIONAREA ÎN GOL A TRANSFORMATORULUI

Valoarea efectivă a curentului de mers în gol este dată de relația :

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0\mu}^2}. \quad (52)$$

Componenta activă  $I_{0a}$  a curentului de mers în gol se determină din pierderile de mers în gol; la transformatorul trifazat cu tensiunea de alimentare pe fază  $U_{bf}$ , valoarea efectivă a acestei componente este :

$$I_{0a} = \frac{P_0}{3U_{bf}}, \quad (53, a)$$

iar valoarea raportată este :

$$i_{0a} = \frac{P_0}{S} 100\%, \quad (53, b)$$

cu  $P_0$  în W și  $S$  în VA.

Componenta reactivă  $I_{0\mu}$  a curentului de mers în gol se determină din puterea de magnetizare :

$$Q = q_c G_c + q_j G_j + q_\delta S_m \cdot n_\delta \quad (54)$$

în care :

$q_c, q_j$  sînt puterile de magnetizare specifice în VAR/kg din coloană, respectiv jug, corespunzătoare inducțiilor din aceste zone;

$q_\delta$  — puterea de magnetizare specifică în VAR/cm<sup>2</sup> din zona de îmbinare (avînd aria secțiunii  $S_m$  în cm<sup>2</sup>) corespunzătoare inducției din coloană.

La transformatorul trifazat tolele pot fi împachetate astfel încît să rezulte în total  $n_\delta = 7$ . Valorile puterilor de magnetizare specifice sînt date în tabela 3.9, în funcție de inducțiile magnetice. Valoarea efectivă a curentului de magnetizare rezultă din relația :

$$I_{0\mu} = \frac{Q}{3U_{bf}}, \quad (55, a)$$

iar valoarea raportată este :

$$i_{0\mu} = \frac{Q}{S} 100 \% . \quad (55, b)$$

Înlocuind în relația (52) pe  $I_{0a}$  și  $I_{0\mu}$  din (53, a), respectiv (55, a), se determină valoarea efectivă a curentului la funcționarea în gol. Valoarea raportată a curentului în gol este :

$$i_0 = \frac{I_0}{I_n} 100 = \sqrt{i_{0a}^2 + i_{0\mu}^2} \% . \quad (56)$$

Pentru transformatoarele de putere valoarea raportată a curentului de mers în gol este standardizată (STAS 1703-60), v. anexa 5.

### 3.7. TENSIUNEA DE SCURT-CIRCUIT ȘI CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE; CALCULUL CURENTULUI DE SCURT-CIRCUIT BRUSC

Tensiunea de scurt-circuit în procente rezultă din relația :

$$u_{sc} = \sqrt{u_{sca}^2 + u_{scr}^2} , \quad (57)$$

în care componenta activă a tensiunii de scurt-circuit este dată de relația :

$$u_{sca} = \frac{P_{sc}}{S} 100 \% , \quad (58)$$

iar componenta reactivă a tensiunii de scurt-circuit este dată de relația :

$$u_{scr} = \frac{2\pi f L_\sigma I}{U_{bf}} 100 \% . \quad (59)$$

Pierderile  $P_{sc}$  la funcționarea în scurt-circuit a transformatorului rezultă din relațiile (14, a) și (49), iar inductivitatea de scăpări  $L_\sigma$  a transformatorului raportat la înfășurarea parcursă de curentul  $I$  și având tensiunea la borne  $U_{bf}$  — rezultă din relația (94) cap. 1 pentru înfășurările cilindrice.

Pentru a determina caracteristicile externe ale transformatorului  $U_{b2}(I_2)$  se calculează căderea de tensiune în transformator în funcție de curentul de sarcină  $I$  (respectiv în funcție de  $\beta = \frac{I}{I_n}$ ) pentru un factor de putere  $\cos \varphi_2 =$  = constant (de exemplu, pentru  $\cos \varphi_2 = 1$  și  $\cos \varphi_2 = 0,8$ ); expresia căderii de tensiune este :

$$\Delta u = \beta(u_a \cos \varphi_2 + u_r \sin \varphi_2) + \frac{\beta^2}{200} (u_r \cos \varphi_2 - u_a \sin \varphi_2)^2 \quad (60)$$

Tensiunea la bornele secundare se calculează din expresia :

$$U_{b2} = U'_{b1} \left( 1 - \frac{\Delta u}{100} \right), \quad (61)$$

în care  $U'_{b1} = \frac{w_2}{w_1} U_{b1}$  este tensiunea la bornele primare, raportată la înfășurarea secundară.

Valoarea maximă a curentului de scurtcircuit brusc al transformatorului este dată de relația :

$$i_{scmax} = 100 \sqrt{2} \frac{I_n}{u_{sc}} \left[ 1 + e^{-\pi \frac{u_{sca}}{u_{scr}}} \right], \quad (62)$$

în care :

$u_{sca}$  și  $u_{scr}$  [v. relațiile (58) și (59)] sînt componentele (activă, respectiv reactivă) ale tensiunii de scurtcircuit,

$I_n$  — valoarea nominală a curentului.

### 3.8. INDICAȚII PRIVIND CALCULUL MECANIC AL TRANSFORMATORULUI

Înfășurările și miezul sînt supuse la acțiunea forțelor proprii, la forțele de stringere și comprimare produse (prin intermediul sistemului de stringere și consolidare) și la forțele electrodinamice de scurtcircuit. Pentru calculul mecanic al sistemului format din miez și înfășurări trebuie determinate forțele electrodinamice de scurtcircuit. În 1.3.4.2. s-au stabilit expresiile forțelor electrodinamice de scurtcircuit; valorile forțelor electrodinamice se determină pentru valoarea maximă a curentului de scurtcircuit [relația (62)].

Forța radială [relația (193) cap. 1] se poate determina din expresia :

$$F_r = \frac{1}{2} \frac{100 S k_i^2}{2\pi f m \left( a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} \right) u_{sca}}, \quad (63)$$

în care :

$$k_i = \frac{u_{sc} i_{scmax}}{100 I_n} = \sqrt{2} \left( 1 + e^{-\pi \frac{u_{sca}}{u_{scr}}} \right). \quad (64)$$

De exemplu, în cazul unui transformator trifazat avînd  $S = 5\,000$  kVA, frecvența  $f = 50$  Hz,  $a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3} = 6$  cm,  $k_i = 1,85$  și  $u_{sc} = 7\%$ , forța radială are valoarea :

$$F_r = \frac{1}{2} \frac{100 \cdot 5\,000 \cdot 10^3 (\sqrt{2} \cdot 1,58)^2}{314 \cdot 3 \cdot 6 \cdot 10^{-2} \cdot 7} \approx 3,1 \cdot 10^6 \text{ N.}$$

Se verifică apoi înfășurarea la forțele radiale; efortul în conductor este dat de expresia :

$$\sigma = \frac{F_r}{2\pi S_c}; \quad (65)$$

la înfășurările din Cu, efortul  $\sigma$  trebuie să satisfacă condiția  $\sigma \leq 6\,000 \text{ N/cm}^2$ , iar la înfășurările din Al,  $\sigma \leq 2\,000 \text{ N/cm}^2$ . Conductoarele înfășurării dispuse pe miez prin intermediul unor distanțoare se verifică și la încovoiere.

Forța axială la transformatoarele avînd înfășurările de înălțimi egale și repartizate uniform rezultă din relația (196) cap. 1; introducînd pe  $F_r$  din relația (63) în (196), cap. 1 rezultă :

$$F_a = \frac{1}{2} \frac{100 S k_i^2}{2\pi f m H_B u_{sc}}. \quad (66)$$

La transformatoarele cu înfășurări de înălțimi diferite și repartizate neuniform, forțele axiale se calculează prin metoda prezentată în 1.3.4.2, b.

Se verifică rezistența înfășurării sub acțiunea forțelor axiale; astfel se calculează efortul la comprimarea izolației dintre galeți și efortul la încovoiere al segmentelor de înfășurare încastrate între tacheții distanțori.

Piese de consolidare mecanică se dimensionează pentru a rezista la greutatea miezului și înfășurărilor; tiranții dintre juguri se verifică la forța rezultantă datorită greutăților proprii și a forțelor axiale de deplasare

### 3.9. ÎNCĂLZIREA ȘI RĂCIREA TRANSFORMATORULUI; DIMENSIONAREA CUVEI ȘI A DISPOZITIVELOR DE RĂCIRE

**a. Generalități.** Căldura rezultată din pierderile care se produc în transformator se transmite de la părțile active la mediul de răcire (aer sau ulei) prin conducție; se consideră neglijabilă căldura schimbată între miez și înfășurări. De la mediul de răcire căldura se transmite prin convecție spre peretele cuvei transformatorului, iar apoi prin convecție și radiație mediului ambiant.

Transformatoarele în aer se construiesc fie cu răcire naturală (căldura se transmite prin convecție naturală și radiație spre mediul de răcire), fie cu răcire forțată (circulația aerului la suprafața părților active este intensificată prin mijloace exterioare, de exemplu prin ventilatoare).

Transformatoarele în ulei de puteri mici și mijlocii (pînă la 20 MVA) se construiesc cu răcire naturală; uleiul circulă prin transformator datorită dilatației prin încălzirea straturilor din vecinătatea părților active. Cuvă acestor transformatoare are suprafața netedă (pentru transformatoare pînă la o putere de 20 kVA) sau este prevăzută cu dispozitive de răcire, pentru mărirea suprafeței de convecție.

Transformatoarele în ulei de puteri mari (peste 20 MVA) se prevăd cu răcire forțată; circulația nediului de răcire la suprafața elementelor de răcire este intensificată prin ventilatoare speciale, dispuse la 1/3 din înălțimea

radiatorului (măsurată de la baza sa), care acționează aerul de răcire în direcția naturală de circulație.

Transformatoarele destinate să funcționeze în stații electrice închise se construiesc cu răcire artificială; în acest caz uleiul este răcit prin intermediul unui alt agent [de exemplu, de o serpentină (prin care circulă apă) racordată la o rețea exterioară de apă, sau uleiul trece printr-o serpentină dispusă într-o baie de apă].

La transformatoarele de putere construite pentru clasa de izolație A, încălzirile medii admisibile față de mediul ambiant (în ipoteza că temperatura mediului este de maximum  $35^{\circ}\text{C}$ ) au următoarele valori :

$70^{\circ}\text{C}$  pentru înfășurări;

$75^{\circ}\text{C}$  pentru miez;

$60^{\circ}\text{C}$  pentru ulei (măsurată în straturile superioare).

Încălzirea transformatorului variază de-a lungul cuvei : în figura 3.10, *a* sînt reprezentate secțiuni parțiale ale unei cuve iar în figura 3.10, *b* sînt date

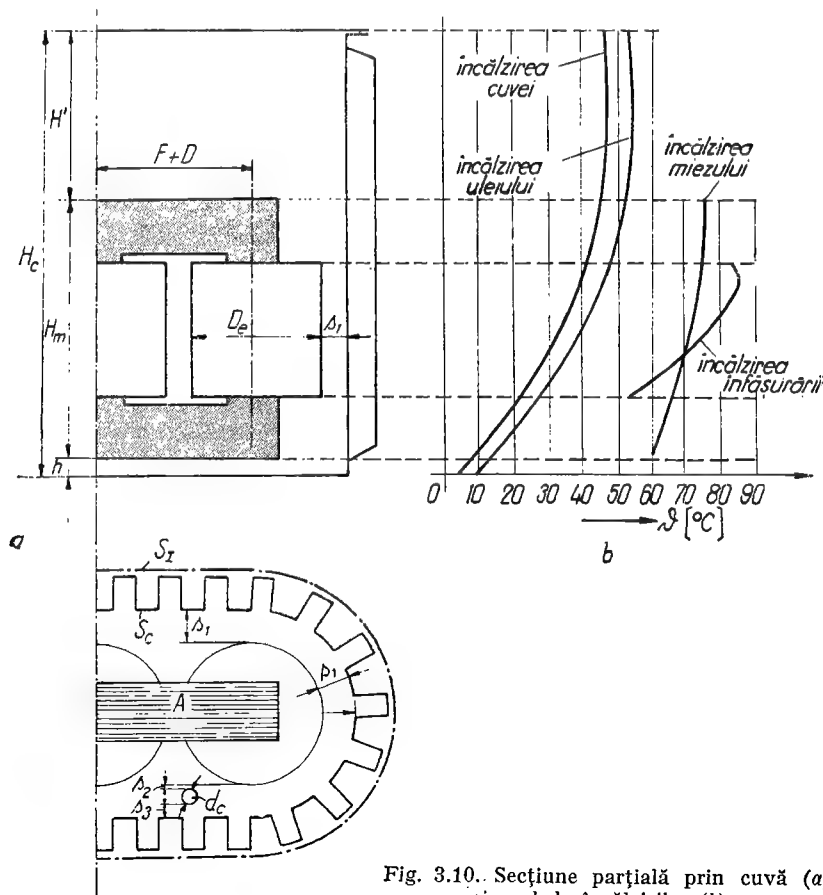
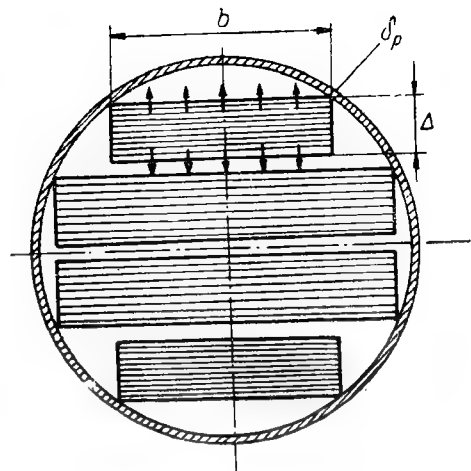


Fig. 3.10. Secțiune parțială prin cuvă (*a*) și curbele încălzirilor (*b*).

Fig. 3.11. Secțiune transversală printr-un miez prevăzut cu canale de răcire.



curbele încălzirilor în funcție de coordonata  $x$  măsurată de la baza cuvei.

b. **Calculul încălzirii.** Încălzirea  $\vartheta_{Fe, m}$  față de mediul de răcire a unui pachet de tole de grosime  $\Delta$  și lățime  $b$  (v. fig. 3.11) este dată de încălzirea medie  $\vartheta_{m, med}$  față de pereți și încălzirea peretelui  $\vartheta_p$  față de mediul de răcire :

$$\vartheta_{Fe, m} = \vartheta_{m, med} + \vartheta_p. \quad (67)$$

Neglijînd schimbul de căldură al pachetului în zonele de îmbinare, pierderile dezvoltate în pachet sub formă de căldură se transmit prin convecție prin suprafața laterală a pachetului de tole; prin urmare, pe unitatea de lungime a pachetului se poate scrie relația :

$$p_o \gamma_{Fe} \Delta b k_m = 2 k_{Fe} \cdot \Delta \alpha_c \vartheta_{Fe, m} + 2 b \alpha_c \vartheta_p. \quad (68)$$

Pe de altă parte, se scrie relația [v. relația (221), cap. 1] :

$$\vartheta_{m, med} = \frac{\alpha_c \Delta}{12 \lambda_t} \vartheta_p; \quad (69)$$

sistemul de ecuații (67) (68), și (69) conține necunoscutele  $\vartheta_{Fe, m}$ ,  $\vartheta_{m, med}$  și  $\vartheta_p$ . Coeficientul de transmisie a căldurii prin convecție  $\alpha_c$  în cazul transformatoarelor în ulei rezultă din relația :

$$\alpha_c \approx 40,3 \sqrt[4]{\frac{\vartheta_p}{H}} \quad (70)$$

cu  $H$  în m și  $\vartheta$  în  $^{\circ}\text{C}$  și are valoarea medie  $\alpha_c = 80 \text{ W/m}^2 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ ; conductivitatea termică transversală  $\lambda_t$  a pachetului de tole este indicată în tabela 1.8. Valoarea uzuală a încălzirii medii a pachetului de tole față de pereții săi este  $\vartheta_{m, med} = 8^{\circ}\text{C}$ .



Încălzirea bobinelor înfășurărilor cilindrice față de mediul de răcire este :

$$\vartheta_{i,m} = \vartheta_{i,med} + \vartheta_B, \quad (71)$$

$\vartheta_{i,med}$  fiind încălzirea medie a bobinei față de pereți, iar  $\vartheta_B$  încălzirea suprafeței bobinei față de mediul de răcire :

$$\vartheta_{i,med} = \frac{p_v a}{12\lambda}, \quad (72)$$

în care :

$a$  este grosimea bobinei;

$p_v = k_b k_r \rho J^2$  sînt pierderile specifice în unitatea de volum a bobinei ( $k_b$  este factorul de umplere al bobinei).

Conductivitatea  $\lambda$  este dată de relațiile (222) și (223) cap.1.

Încălzirea  $\vartheta_B$  se determină după relațiile (202) și (206) cap. 1, observînd că transmisia căldurii de la bobină la mediul de răcire se face prin conducție și convecție.

Dacă  $\vartheta_c$  este încălzirea cuvei față de mediul ambiant, atunci încălzirea medie a miezului este :

$$\vartheta_{Fe} = \vartheta_{Fe,m} + \vartheta_c, \quad (73)$$

iar încălzirea medie a înfășurării este :

$$\vartheta_i = \vartheta_{im} + \vartheta_c. \quad (74)$$

La transformatoarele cu răcire naturală încălzirea  $\vartheta_c$  se ia egală cu 35—42°C, astfel încît încălzirea uleiului, a miezului, respectiv a înfășurărilor să nu depășească valoarea limită admisibilă; în funcție de  $\vartheta_c$  se dimensionează dispozitivele de răcire.

c. **Dimensionarea cuvei la transformatoarele cu răcire naturală.** Cuvă transformatoarelor cu răcire naturală este prevăzută pe suprafața laterală cu ondule, țevi de secțiune circulară (avînd diametrul de 5 cm) sau în formă de elipsă (obținute prin turtirea țevilor circulare în vederea micșorării volumului și a reducerii cantității de ulei). La transformatoarele de puteri mai mari se prevăd lire din țevi sau radiatoare cu țevi sau aripi de răcire (v. fig. 3.12).

Cuva se execută din tablă de oțel și trebuie dimensionată pentru a susține dispozitivele de răcire, țevile sau radiatoarele. La o înălțime a cuvei de 1 m, rezultă o grosime de 3 mm pentru cuva prevăzută cu dispozitive de răcire. Cuvele mai înalte se consolidează suplimentar în exterior pentru a se reduce grosimea peretelui.

Cuvele realizate din tablă ondulată sînt mai rezistente și se execută mai simplu decît cele cu țevi sau lire de răcire. Grosimea peretelui cuvei cu ondule dreptunghiulare rezultă din relația :

$$d = \frac{H_c^3}{0,045 h_0 \left( 1 + \frac{2h_0}{3t_0} \right)} \text{ mm} \quad (75)$$

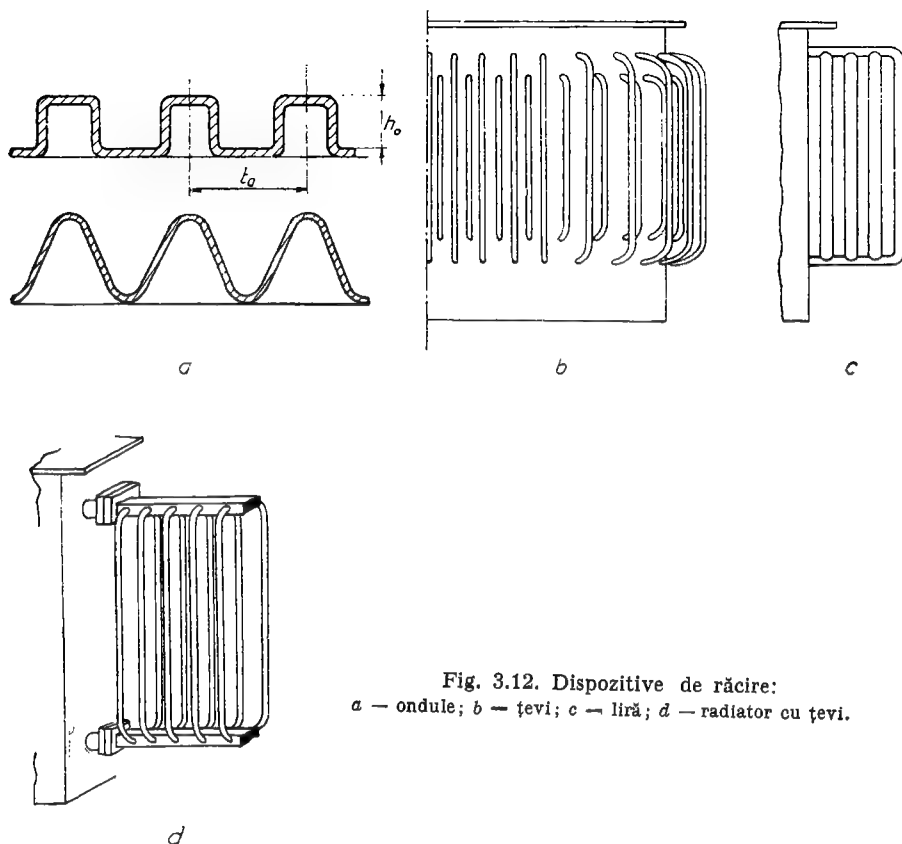


Fig. 3.12. Dispozitive de răcire:  
a — ondule; b — țevi; c — lîră; d — radiator cu țevi.

cu  $H_c$  în m, iar  $h_0$  și  $t_0$  (v. fig. 3.12,a) în mm; la cuva cu ondule rotunjite, grosimea se ia de 2 ori mai mare decît cea dată de relația (75).

Lungimea și lărgimea cuvei se dimensionează în funcție de dimensiunile miezului echipat cu înfășurări și în funcție de nivelul izolației înfășurărilor.

Lungimea  $A$  a cuvei (v. fig. 3.10,a) este dată de relația :

$$A = D_e + 2(F + D) + 2s_1, \quad (76)$$

iar lărgimea  $B$  de relația :

$$B = D_e + d_c + s_1 + s_2 + s_3; \quad (77)$$

distanțele de izolare  $s_1$  (de la înfășurare de partea unde nu se scot legăturile) și  $s_2 + s_3$  (de partea unde se scot legăturile), au aproximativ valorile prezentate în tabela 3.10, în funcție de tensiunea la bornele înfășurării exterioare.

Tabela 3.10

Distanțele de la înfășurare la cuvă

$U_b$ kV	6	10	35	110
$s_1$ cm	3	3	8...10	20...25
$s_2 + s_3$ cm	3...5	4...6	12...16	30...40

Înălțimea  $H_c$  a cuvei este determinată de înălțimea miezului, de dimensiunile izolatoarelor de trecere și de condițiile de răcire ale transformatoarelor și rezultă din relația :

$$H_c = H_m + H' + h. \quad (78)$$

La transformatoarele care funcționează la sarcini reduse (încît pierderile sînt numai 0,6...0,8 din pierderile nominale), distanța  $H'$  de la jugul superior la capacul cuvei este dată în tabela 3.11, în funcție de tensiunea la borne pe partea de înaltă tensiune.

Tabela 3.11

Distanța  $H'$  de la jugul superior la capacul cuvei (v. fig. 3.10,a)

$U_b$ kV	6	10	35	110
$H'$ cm	27	30	47	50

În cazul în care transformatorul este destinat să funcționeze în regim de durată la sarcină nominală, distanța  $H'$  se majorează de la 1,5 la 2 ori.

Distanța  $h$  de la baza cuvei la jugul inferior se alege de 5...10 [cm] pentru a evita scurtcircuitarea tolelor în partea de jos, datorită impurităților care se depun pe fundul cuvei.

Dispozitivele de răcire (ondulele, țevile, radiatoarele) se dimensionează din condiția de a se asigura suprafața de convecție necesară. Încălzirea  $\vartheta_c$  a peretelui cuvei fiind precizată (v. paragraful precedent) din relația următoare

$$\alpha_r S_r + \alpha_c S_c = \frac{P_{sc} + P_0}{\vartheta_c} \quad (79)$$

rezultă suprafața de convecție  $S_c$  a cuvei și a dispozitivelor de răcire (suprafața de convecție este suprafața desfășurată a cuvei, a ondulelor, respectiv a țevilor).  $S_r$  este suprafața de radiație egală aproximativ cu suprafața înfășurătoare a părții laterale a transformatorului (v. fig. 3.10,a);  $\alpha_r = 6 \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ , iar  $\alpha_c = 7...8 \text{ W/m}^2 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

Prin urmare, suprafața suplimentară a dispozitivelor de răcire (ondule sau țevi) este :

$$S_{o,r} = S_c - (2A + 2B) H_c; \quad (80)$$

pe baza acestora se determină dimensiunile dispozitivelor de răcire.

*Conservatorul de ulei* are rolul de a menține nivelul uleiului în transformator pînă la înălțimea capacului, respectiv pînă la înălțimea izolatoarelor (la izolatoarele cu ulei) și de a reduce suprafața de contact dintre ulei și aer; temperatura uleiului din conservator este mai scăzută decît în cuvă și se reduce astfel procesul de oxidare și de degradare a uleiului. Conservatorul de ulei este racordat la cuvă printr-o conductă. Volumul conservatorului de ulei se determină din condiția ca nivelul minim să fie menținut, la o variație a temperaturii mediului ambiant între limitele  $-35^{\circ}\text{C}$  și  $+35^{\circ}\text{C}$ ; astfel, volumul conservatorului  $V$  se determină din relația :

$$V_c = 0,09 V_u \quad (81)$$

în care  $V_u$  este volumul uleiului din transformator.

Bornele transformatorului se scot prin izolatoare de trecere realizate din porțelan. STAS-ul 3531-52 standardizează marcarea și locul bornelor, iar STAS-ul 689-61 se referă la tipurile și dimensiunile izolatoarelor de trecere.



#### 4. PROIECTAREA MAȘINII ASINCRONE DE INDUCȚIE

Tema de proiectare a unui motor asincron cuprinde următoarele date nominale :

- puterea nominală  $P_n$ , în kW;
- tensiunea de alimentare  $U_{bn}$ , în kV sau în V;
- turația sincronă  $n_1$ , în rot/min, sau numărul de poli  $2p$  și frecvența  $f_1$  Hz a tensiunii de alimentare;
- numărul de faze  $m$ .

De asemenea, se indică tipul de protecție și procedeul de pornire, respectiv se menționează dacă motorul asincron este cu inele sau cu colivie în rotor.

În standardele pentru motoarele asincrone trifazate normale de la 0,6 pînă la 100 kW și pînă la 500 V (v. STAS 1764-63 și anexa 6) sînt cuprinse următoarele caracteristici : puterea nominală în kW, randamentul, factorul de putere, turația de sincronism în rot/min, cuplul de pornire, cuplul maxim și curentul relativ de pornire; dimensiunile de montaj ale acestora sînt prevăzute în STAS 2755-62.

Pe baza datelor nominale, a standardelor în vigoare, a practicii de fabricație a întreprinderii, se cere să se elaboreze proiectul motorului asincron în care să fie tratate problemele specificate în 1.1.

În acest capitol se tratează proiectarea motorului asincron trifazat cu inele sau colivie în rotor.

##### 4.1. CONSTRUCȚIA MAȘINII ASINCRONE DE INDUCȚIE

Mașina asincronă polifazată este destinată să funcționeze îndeosebi în regim de motor și se construiește pentru puteri de la fracțiuni de kilowatt pînă la puteri de ordinul miilor de kilowați. La motorul trifazat, înfășurarea statorului este trifazată și se conectează în general la rețeaua de alimentare [5], [9], [22].

Terminologia ansamblurilor și a pieselor componente ale mașinilor electrice este nominalizată în STAS 4296-54. După construcția înfășurării rotorului se deosebesc :

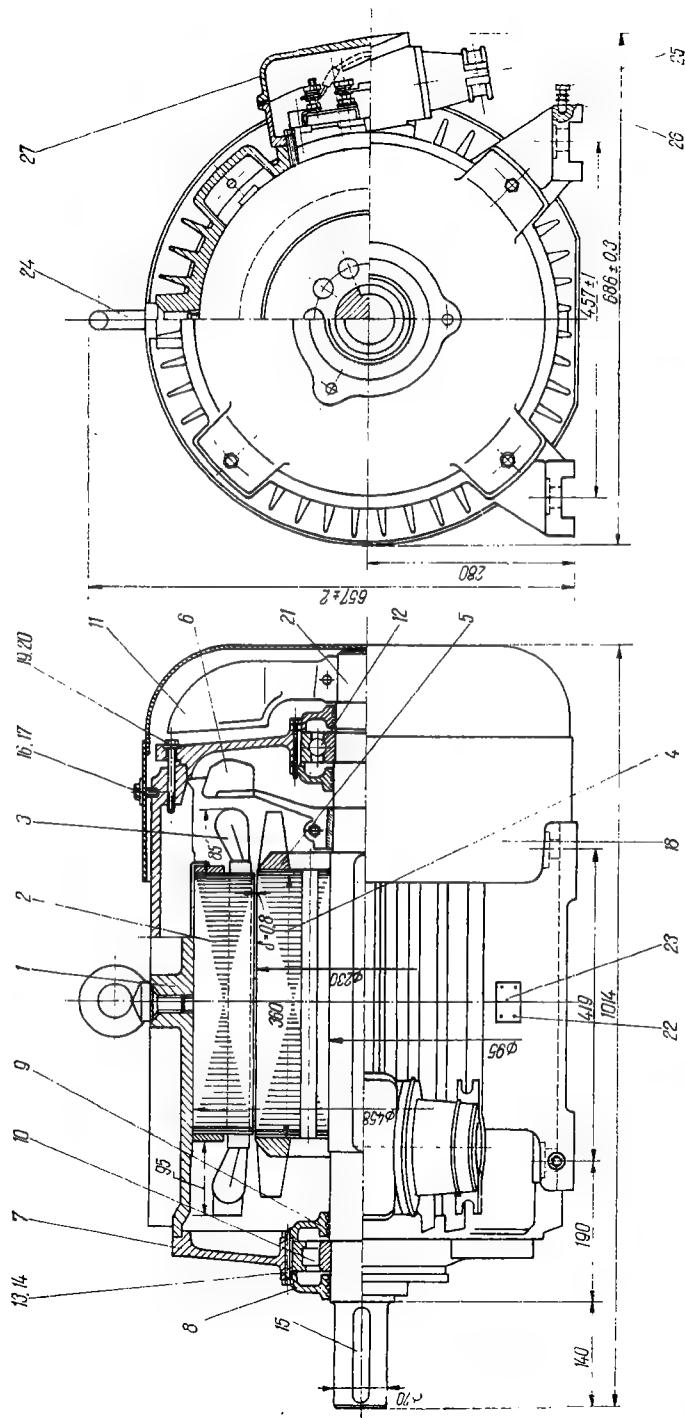


Fig. 4.1. Secțiunea longitudinală printr-un motor asincron trifazat cu rotorul în colivie tip ASI de 100 kW, 1 500 rot/min,  $f = 50$  Hz: 1 — carcasă; 2 — miezul feromagnetic al statorului; 3 — înfășurarea statorului; 4 — miezul feromagnetic al rotorului; 5 — colivia rotorului; 6 — ventilatorul inferior; 7 — scut; 8 — capăcel exterior; 9 — capăcel interior; 10 — rulment cu role (tracțiune) 323L6 EL; STAS 3043-61; 11 — ventilatorul exterior; 12 — rulment cu bile 316 EL; STAS 3041-38; 13 — inelul de siguranță (șalbă Grower); 14 STAS 2731-51; 15 — șurubul de prinderea capăcelului M 4 × 65 STAS 4845-64; 16 — șalbă plată; 17 — șurubul de prinderea capotei, M 6 × 10 STAS 4845-64; 18 — capota; 19 — inel de siguranță R 20 STAS 2731-51; 20 — șurub de prindere scut, M 20 × 70; STAS 4845-64; 21 — ax (arbore); 22 — nituri de prinderea plăcuței; 23 — plăcuță indicatorie; 24 — inelul de ridicare SGR M 24 STAS 3186-52; 25 — șurubul de punere la pământ; 26 — șalbă plate; 27 — cutia de borne.

motorul asincron cu colivie în rotor (fig. 4.1) și motorul asincron cu rotorul bobinat și inele de contact în rotor.

*Statorul.* Miezul feromagnetic al statorului se execută din tole silicioase (cu 1...3% Si) de 0,5 mm grosime și izolate între ele. La mașinile cu diametru mic, tolele statorului sînt ștanțate dintr-o bucată (v. fig. 4.2); la mașinile cu diametru mare, miezul statorului se execută din segmente de tole. În miezul statorului se prevăd canale radiale de răcire; lungimea pachetului de tole dintre canale este de aproximativ 4...6 cm, iar canalele au o lărgime de 1 cm.

Înfășurarea statorului este repartizată în creștături cu pereți paraleli la mașinile de puteri mijlocii și mari, sau în creștături de formă trapezoidală (dinții avînd pereții paraleli) la mașinile de puteri mici.

Miezul feromagnetic este dispus într-o carcasă turnată din oțel sau aluminu, sau este sudată din tablă de oțel. Carcasa este prevăzută cu inel de ridicare, tălpi de fixare, cutie de borne și plăcuța indicatoare (conform STAS 3528-63).

*Rotorul.* Miezul feromagnetic al rotorului este executat din tole silicioase de aceeași calitate și grosime cu cele utilizate în construcția statorului. Tolele sînt asamblate direct pe ax, la mașinile de puteri mici, sau pe un butuc, la mașinile de puteri mari. Miezul feromagnetic al rotorului

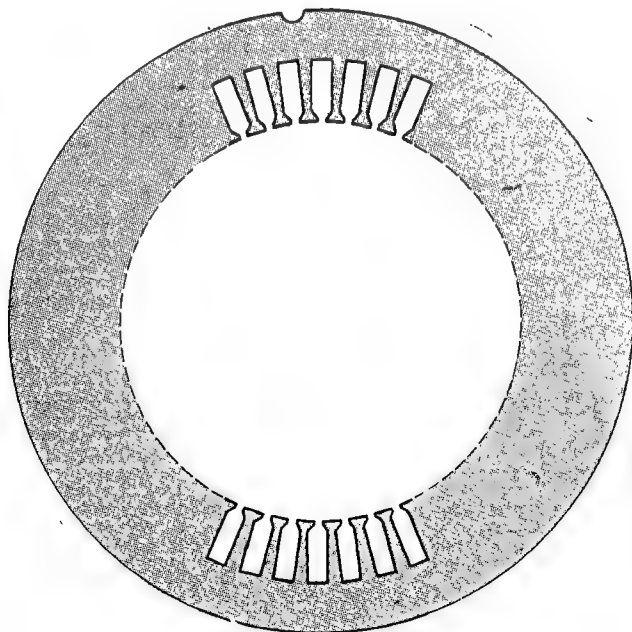
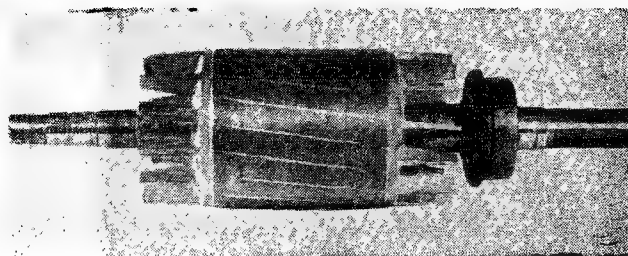
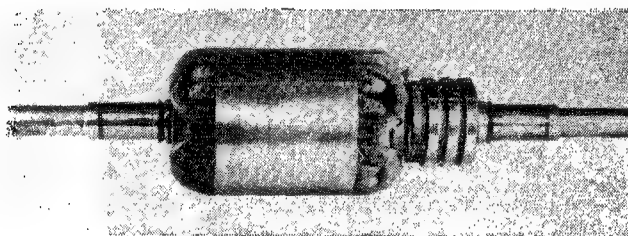


Fig. 4.2. Tola statorului.



a



b

Fig. 4.3. Rotorul motorului asincron.  
a — cu colivie în rotor; b — cu inele în rotor.

prezintă canale axiale; la o lungime a rotorului mai mare de 20—25 cm; în rotor se prevăd și canale radiale de ventilație.

Înfășurările rotorului se construiesc ca înfășurări în scurtcircuit (înfășurări în colivie, înfășurări în dublă colivie, înfășurări cu bare înalte) și înfășurări bobinate.

Înfășurarea în colivie este executată din aluminiu turnat direct în creștături; la mașinile de puteri mai mari, colivia se realizează din bare de cupru introduse în creștăturile neizolate ale rotorului și scurtcircuitate frontal de inele din cupru (fig. 4.3, a).

La motorul asincron cu inele în rotor, înfășurarea rotorului este bobinată, creștăturile rotorului sînt izolate, iar capetele înfășurării sînt conectate la inelele de contact; în general, înfășurarea rotorului este trifazată și se conectează la 3 inele (fig. 4.3, b).

#### 4.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Dimensiunile principale ale motorului asincron — diametrul  $D$  și lungimea ideală  $l_i$  se calculează în funcție de puterea electromagnetică nominală aparentă, pe pol, care, la rîndul ei, este funcție de puterea nominală pe pol.



a. **Puterea electromagnetică aparentă**  $S_i$ , **tensiunea electromotoare**  $U_{e1}$  și **numărul de poli**  $2p$ . *Puterea electromagnetică aparentă*  $S_i$  a mașinii asincrone are expresia :

$$S_i = m U_{e1} I_{1n}, \quad (1)$$

în care  $m$  este numărul de faze, iar  $I_{1n}$  — curentul de fază; în funcție de puterea mașinii  $P_n$ , puterea electromagnetică aparentă se exprimă astfel :

$$S_i = \frac{U_{e1}}{U_{bn}} \frac{P_n}{\eta_n \cos \varphi_n} \quad (2)$$

Randamentul  $\eta_n$  și factorul de putere  $\cos \varphi_n$  corespunzători regimului nominal sint reprezentați în figura 4.4, în funcție de puterea mașinii.

*Tensiunea electromotoare*  $U_{e1}$  indusă pe fază în înfășurarea primară de fundamentală cîmpului magnetic din întrefier se determină aproximativ din diagrama tensiunilor :

$$U_{e1} \approx U_{bn} - (R_1 |\cos \varphi_n| + X_{1\sigma} |\sin \varphi_n|) I_{1n}, \quad (3)$$

în care  $R_1$  și  $X_{1\sigma}$  sint rezistența și reactanța de scăpări a înfășurării primare. La motoarele de putere mijlocie se poate considera :

$$U_{e1} \approx 0,95 U_{bn}. \quad (4)$$

La mașinile de puteri mai mari, căderea de tensiune activă în înfășurarea statorului se poate neglija, iar din relația (3) rezultă :

$$U_{e1} = U_{bn} - X_{1\sigma} I_{1n} \sin \varphi_n,$$

sau

$$U_{e1} = \frac{U_{bn}}{1 + \tau_1}, \quad (5)$$

în care  $\tau_1$  — coeficientul parțial de scăpări — are expresia :

$$\tau_1 = \frac{X_{1\sigma} I_{1n}}{U_{bn} - X_{1\sigma} I_{1n} \sin \varphi_n} \approx \frac{X_{1\sigma} I_{1n} \sin \varphi_n}{U_{bn} - X_{1\sigma} I_{1n} \sin \varphi_n}, \quad (6)$$

Valoarea factorului  $\frac{1}{1 + \tau_1}$  la mașinile normale este egală cu 0,98 la  $p = 2$  și 0,95 la  $p = 8$ .

*Numărul de perechi de poli* ai mașinii este determinat de frecvența tensiunii de alimentare  $f_1$  Hz și de turația sincronă  $n_1$  rot/min

$$p = \frac{60 f_1}{n_1} \quad (7)$$

b. **Diametrul**  $D$  și **lungimea ideală**  $l_i$ . O relație între diametrul  $D$  (de partea întrefierului) al armăturii care poartă înfășurarea primară și lungimea ideală  $l_i$  a mașinii rezultă din puterea electromagnetică aparentă; se exprimă

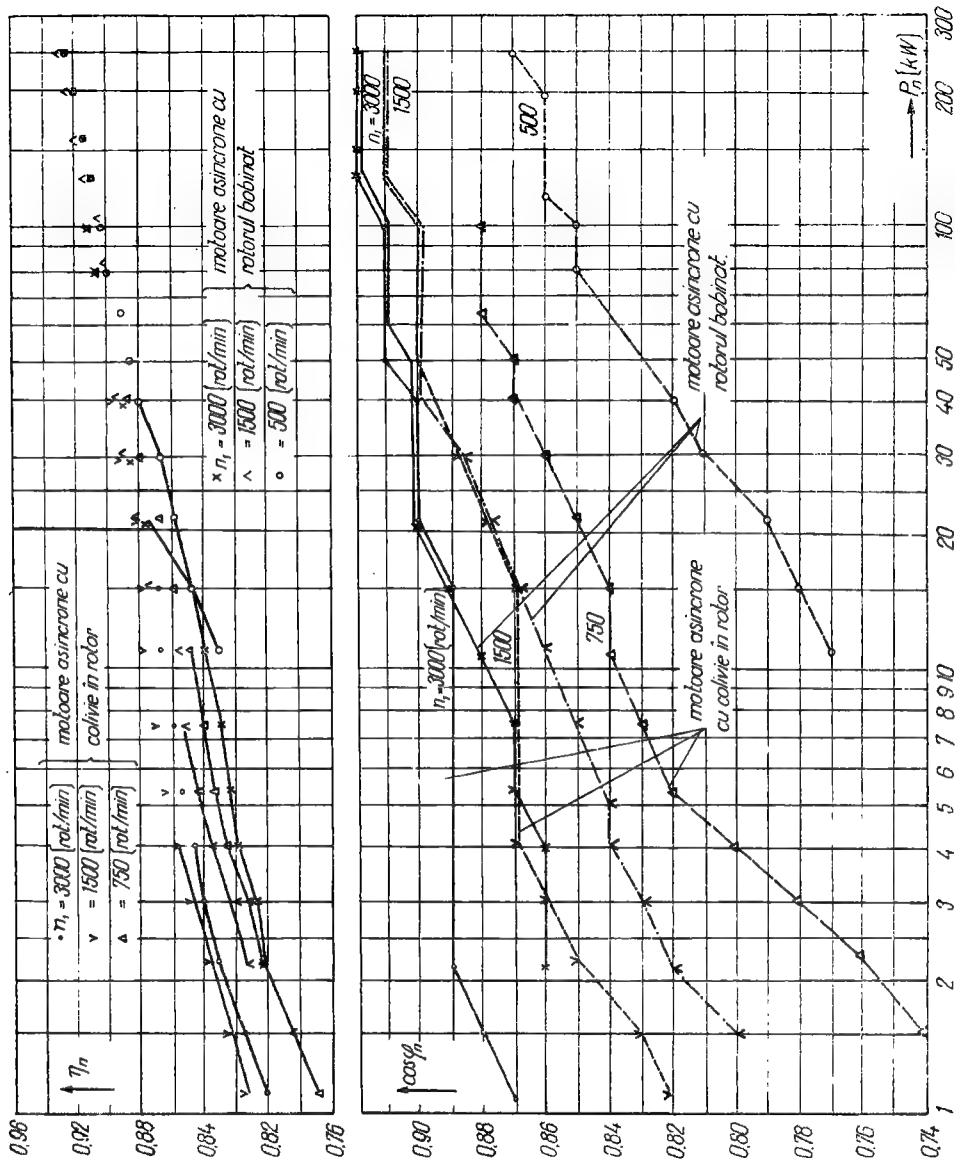


Fig. 4.4 Randamentul și factorul de putere nominali în funcție de puterea nominală pentru diferite turații sincronice.

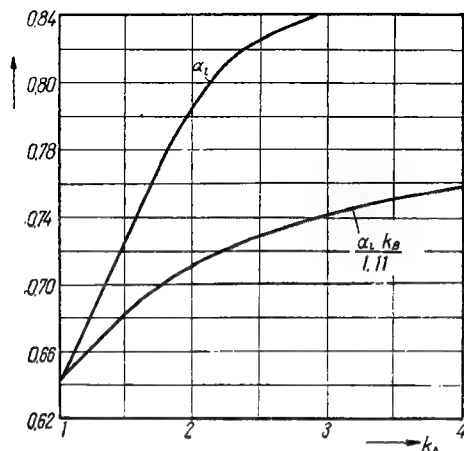


Fig. 4.5. Acoperirea polară ideală  $\alpha_i$  și factorul  $\alpha_i \frac{k_B}{1,11}$  în funcție de factorul de saturație  $k_s$ .

în acest scop  $U_{e1}$  și  $I_{1n}$  din relația (1), în funcție de solicitări și dimensiuni. Astfel, pentru t.em.  $U_{e1}$  se poate scrie :

$$U_{e1} = \pi \sqrt{2} f \omega_1 k_{w1} l_i \tau \alpha_i B_{s1} \frac{k_B}{1,11} \quad (8)$$

în care :

- $k_{w1}$  este factorul de înfășurare;
- $\alpha_i$  — acoperirea polară ideală;
- $k_B$  — factorul de formă al cîmpului;
- $\omega_1$  — numărul de spire;
- $\tau$  — pasul polar.

$\alpha_i$  are valoare  $\frac{2}{\pi}$  la mașinile cu cîmpul magnetic în întrefier repartizat sinusoidal și crește cu factorul de saturație  $k_s$  (definit în 1.3.1.c). Factorul de formă al cîmpului descrește cu saturația mașinii. În figura 4.5 sînt reprezentate curbele  $\alpha_i$  și  $\frac{\alpha_i k_B}{1,11}$  în funcție de factorul de saturație.

Intensitatea curentului se exprimă în funcție de pătura de curent.

$$I_{1n} = \frac{\pi D A}{2m \omega_1} \cdot \quad (9)$$

Înlocuind pe  $I_{1n}$  și  $U_{e1}$  în relația (1) rezultă cu  $\tau = \frac{\pi D}{2p}$  și  $f = p n_1$ ,

$$S_i = \frac{\pi^3 \sqrt{2}}{4} n_1 D^2 l_i k_{w1} \frac{\alpha_i k_B}{1,11} A B_{s1}; \quad (10)$$

din această relație rezultă că volumul spațiului din interiorul statorului mașinii asincrone  $\frac{\pi D^2 l_i}{4}$  este direct proporțional cu puterea electromagnetică a mașinii.

Raportul :

$$\sigma = \frac{S_i}{\pi^2 D^2 l_i n_1} \equiv \frac{\pi \sqrt{2}}{4} \frac{k_{w1} \alpha_i k_B}{1,11} A B_{\delta 1} \quad (11)$$

este denumit efort tangențial mediu aparent și depinde numai de solicitările electrice și magnetice ale mașinii, de gradul de saturație și de schema înfășurării. Efortul tangențial mediu aparent reprezintă o caracteristică a mașinilor asincrone și are valoarea cuprinsă între 50 și 300 N/dm<sup>2</sup>; la fel ca la mașina de curent continuu se definește constanta de utilizare a mașinii asincrone, în funcție fie de puterea electromagnetică, fie de puterea nominală a mașinii. De exemplu, constanta de utilizare exprimată în funcție de puterea nominală a mașinii are expresia :

$$C = \frac{P_n}{D^2 l_i n_1}; \quad (12, a)$$

sau, ținând seama de relațiile (2), (9) și (10), rezultă :

$$C = \frac{S_i \eta \cos \varphi_n}{D^2 l_i n_1} \frac{U_{bn}}{U_{e1}} \equiv \pi^2 \sigma \eta_n \cos \varphi_n \frac{U_{bn}}{U_{e1}}. \quad (12, b)$$

În figura 4.6 este reprezentată constanta de utilizare  $C$  J/dm<sup>3</sup> a mașinii, în funcție de puterea nominală pe pol  $\frac{P_n}{2p}$  pentru diferite numere de perechi de poli.

Din relațiile echivalente (11) sau (12, a), cu  $\sigma$ ,  $C$  sau solicitările  $A$  și  $B_{\delta 1}$  date, se determină produsul  $D^2 l_i$ ; pentru determinarea diametrului  $D$  și a lungimii ideale  $l_i$  mai este necesară încă o relație, care se stabilește la mașina asincronă din condiția ca prețul de cost al mașinii să fie minim. Pentru aceasta, factorul de geometrie

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} \quad (13)$$

are valori determinate în funcție de numărul de poli ai mașinii.

Introducând pe  $l_i = \lambda \tau$  în relațiile (11), respectiv (12, a) se obține o relație pentru calculul diametrului  $D$ ; astfel, de exemplu, din (12, a) rezultă :

$$D = \sqrt[3]{\frac{2p P_n}{\pi \lambda n_1 C}}. \quad (14)$$

După ce se determină  $D$ , se calculează pasul polar, iar apoi din relația (13) lungimea ideală  $l_i$ .

c. **Valoarea raportului**  $\lambda = \frac{l_i}{\tau}$ . Factorul de geometrie  $\lambda$  are valori uzuale cuprinse între 0,6 și 2.

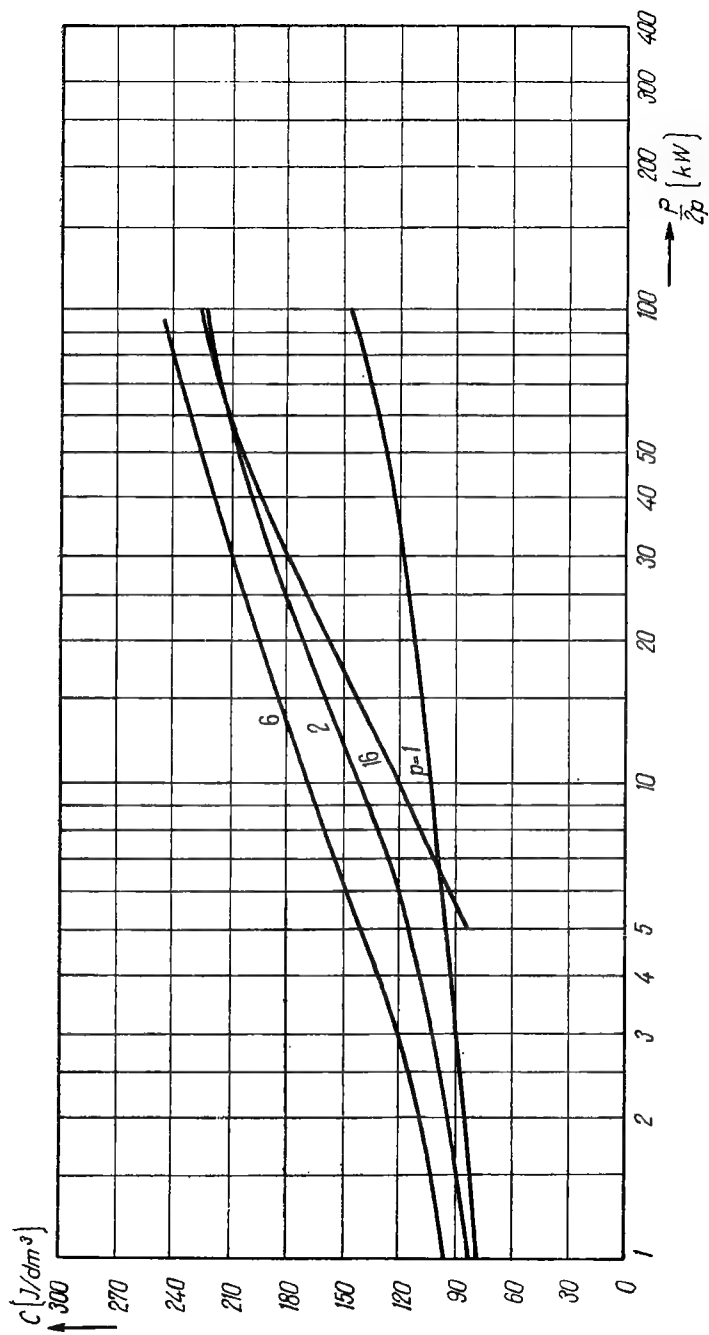


Fig. 4.6. Constanta de utilizare în funcție de puterea pe pol pentru  $p = 1, 2, 6$  și  $16$ .

Mașinile construite cu un factor de geometrie  $\lambda$  mare sînt mai ieftine și au o formă alungită; factorul de putere și randamentul scad cu creșterea lui  $\lambda$ .

Într-adevăr, la putere electromagnetică dată, volumul  $D^2 l_i$ , respectiv  $V_i = \tau^2 l_i$  este determinat; reactanța utilă a mașinii de care depinde puterea reactivă și factorul de putere al mașinii (presupunînd cîmpul magnetic din întrefier repartizat sinusoidal) are expresia

$$X_{u1} = \frac{4}{\pi} \frac{2}{\pi} \frac{2\pi f}{2\delta''} \frac{m}{2p} \mu_0 (k_w, \omega_1)^2 \tau l_i \equiv 16 \frac{f}{\delta'' p} m \mu_0 \frac{U_{e1}^2}{8(\tau^2 l_i) \pi^2 f^2 B_{\delta 1}^2} \sqrt[3]{\frac{V_i}{\lambda}}, \quad (15)$$

în care  $\delta''$  este întrefierul aparent prin care se ține seama și de tensiunea magnetică din miezul feromagnetic. Din relația (15), rezultă că reactanța utilă este invers proporțională cu rădăcina cubică a raportului  $\lambda$ , ceilalți factori fiind aproximativ constanți; prin urmare, curentul de magnetizare, respectiv puterea reactivă a mașinii sînt direct proporționale cu  $\sqrt[3]{\lambda}$  și cresc odată cu acesta.

Volumul conductorului înfășurării diametrale are expresia :

$$V_c \approx 2(l_i + l_f) \omega_1 s_c, \quad (16)$$

în care  $l_f \approx \tau$  reprezintă aproximativ lungimea frontală a capătului de bobină; cu  $l_i$  din relația (12) și  $\omega_1$  din relația (8) (cu aceleași ipoteze ca mai sus) se poate scrie :

$$V_c = 2 \left[ \frac{V_i}{\tau^2} + \tau \right] s_c \frac{U_{e1} \tau}{\frac{2}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} k_{w1} B_{\delta} V_i} \quad (17)$$

în care :

$s_c$  este secțiunea conductorului;

$V_i = \tau^2 l_i = \text{constant la o mașină de putere dată.}$

Volumul conductorului este minim pentru :

$$\tau_{optim} = \sqrt[3]{\frac{V_i}{2}}, \quad (18)$$

determinat din condiția  $\frac{\partial V_c}{\partial \tau} = 0$ , celelalte mărimi fiind constante; din această relație rezultă că factorul de geometrie optim (în cazul exemplului de mai sus cînd  $l_f = \tau$ ), pentru care volumul conductorului este minim, are valoarea  $\lambda_{optim} = 2$ .

Factorul de geometrie  $\lambda$  se ia :

— la mașinile bipolare  $0,6 \leq \lambda \leq 1$ ;

— la mașinile avînd  $p \geq 2$ ,  $\lambda \approx \sqrt{p}$ .

(19)

După ce s-a calculat  $D$ ,  $l_i$ ,  $\tau$ , se precizează numărul de canale radiale de răcire din stator și din rotor și se determină lungimea geometrică a miezului feromagnetic al mașinii după relația (14), cap. 1 în care  $l_g \equiv l_p$ ; pentru calculul lărgimii întrefierului sînt date indicații în 4.4

#### 4.3. SOLICITĂRILE MAGNETICE ȘI ELECTRICE ÎN MAȘINA ASINCRONĂ

În mașina asincronă solicitările magnetice și electrice : inducția magnetică în întrefier și în dinți, pătura de curent și densitățile de curent în înfășurări sînt determinate de caracteristicile de funcționare, de pierderi, de randament și de prețul de cost minim al mașinii; inducția magnetică în întrefier și pătura de curent determină efortul tangențial mediu [relația (11)] și constanta de utilizare [v. relația (12)].

*Inducția magnetică în întrefier* are valori mai reduse la motoarele asincrone, în comparație cu alte mașini electrice, pentru a rezulta curentul de magnetizare în limite acceptabile și a se obține valori admisibile ale inducției magnetice în dinți. Valori mari ale inducției magnetice în dinți produc pierderi ridicate în miezul feromagnetic și necesită tensiuni magnetice mari în dinți și, prin urmare, valori mari pentru curentul de magnetizare. La motoarele asincrone de puteri mijlocii și mari, solicitate puternic, inducția magnetică în întrefier este cuprinsă între limitele :

$$0,7 \leq B_{\delta 1} \leq 0,9 \text{ T}; \quad (20)$$

valorile mai mici corespund mașinilor avînd un număr mic de perechi de poli.

*Inducția magnetică în miezul feromagnetic*, în ipoteza că statorul poartă înfășurarea primară, are următoarele valori aparente :

$$\begin{aligned} & \text{— în dinții statorului: } \begin{cases} \text{la mijlocul dintelui} & B_0 = 1,4 \dots 1,7 \text{ T}; \\ \text{la capătul dintelui} & B_M = 1,6 \dots 2,1 \text{ T}; \end{cases} \\ & \text{— în dinții rotorului: } \begin{cases} \text{la mijlocul dintelui} & B_0 = 1,5 \dots 1,8 \text{ T}; \\ \text{la baza dintelui} & B_M = 1,7 \dots 2,2 \text{ T}; \end{cases} \\ & \text{— în jugul statorului: } B_j = 1,2 \dots 1,5 \text{ T}; \\ & \text{— în jugul rotorului: } B_{ji} = 1,2 \dots 1,6 \text{ T}. \end{aligned} \quad (21)$$

În zonele jugurilor avînd secțiunea micșorată, datorită fie canalelor axiale de răcire, fie creștăturilor necesare pentru fixarea miezului pe carcasă sau ax, valoarea maximă a inducției poate fi pînă la 1,8 T, dacă aceste solicitări se produc pe lungimi scurte.

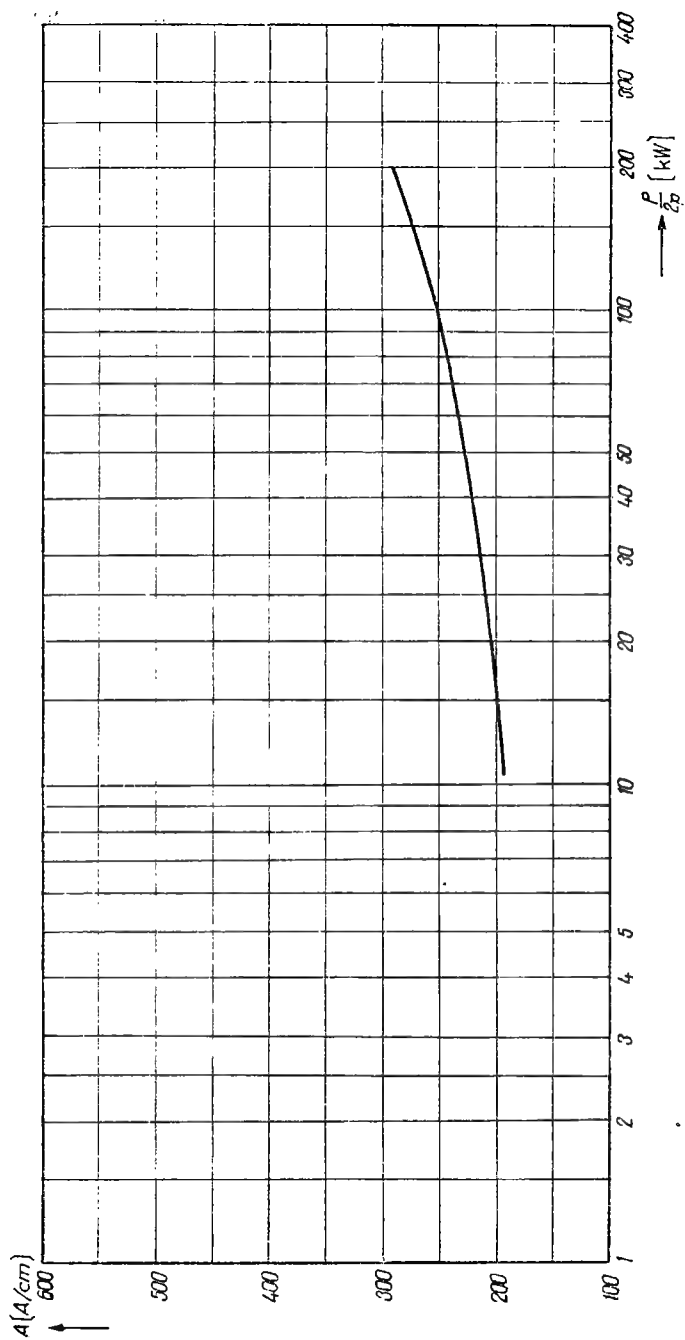


Fig. 4.7. Curba pătunii de curent în funcție de puterea pe pol,



*Pătura de curent* în zona dinspre întrefier a statorului are valori cuprinse în intervalul

$$150 \leq A \leq 500 \text{ A/cm}; \quad (22)$$

valorile mai mari ale păturii de curent corespund mașinilor lente de puteri mari. În figura 4.7 s-a reprezentat grafic curba păturii de curent  $A$  în funcție de puterea nominală pe pol, la mașini închise.

*Densitatea de curent* la mașinile ale căror înfășurări sînt executate din cupru, au următoarele valori: în înfășurarea statorului

$$3 \leq J_s \leq 6 \text{ A/mm}^2, \quad (23, a)$$

iar în rotor

$$4 \leq J_r \leq 7 \text{ A/mm}^2, \quad (23, b)$$

deoarece rotorul are condiții mai bune de răcire. Valorile mai mari ale densităților de curent corespund mașinilor de puteri mici.

#### 4.4. LĂRGIMEA ÎNTREFIERULUI

La mașina asincronă, lărgimea întrefierului se construiește cît mai mică posibil, pînă la limita la care poate fi realizat mecanic, pentru a rezulta curentul de magnetizare cît mai mic, iar factorul de putere cît mai mare. Lărgimea redusă a întrefierului atrage după sine o creștere a reactanței de scăpări diferențiale [relațiile (76) și (77), cap.1] și o limitare a curentului de pornire.

Pentru funcționarea satisfăcătoare a mașinii, este necesar ca pe măsură ce întrefierul devine mai mic, carcasa să fie mai rigidă, pentru a nu rezulta o construcție mecanică cu frecvențe proprii joase, dezavantajoasă la acțiunea forțelor de atracție magnetică unilaterale; se recomandă ca raportul  $\frac{\delta}{D} \geq 0,001$ .

Lărgimi mai mici ale întrefierului pot fi obținute la mașinile echipate cu lagăre de rulare.

În standardul de motoare trifazate asincrone de 1...100 kW (STAS 1764-56) era prevăzută la motoarele de 1 kW și  $n_1 = 3\,000$  rot/min o lărgime minimă a întrefierului de 0,35 mm; la motoarele de 1 kW și  $n_1 = 1\,500$  rot/min, lărgimea minimă a întrefierului este de 0,25 mm. La motoarele de 100 kW și  $n_1 = 3\,000$  rot/min,  $\delta = 1,25$  mm, iar la cele construite pentru  $n_1 \leq 1\,500$  rot/min,  $\delta = 0,75$  mm.

În funcție de diametrul mașinii și de numărul de poli, lărgimea întrefierului se calculează astfel :

$$\left. \begin{aligned} \delta &= 0,2 + \frac{D}{1\,000} \text{ mm pentru } n_1 \leq 1\,500 \text{ rot/min} \\ \delta &= 0,3 + \frac{D}{666} \text{ mm pentru } n_1 = 3\,000 \text{ rot/min} \\ \delta &= \frac{D}{1\,200} \left( 1 + \frac{9}{2p} \right) \text{ mm pentru } n_1 \geq 375 \text{ rot/min} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\text{și } 1 \leq P_n \leq 30 \text{ kW} \\ &\text{și } P_n > 30 \text{ kW} \end{aligned} \quad (24)$$

în relațiile de mai sus valoarea diametrului  $D$  se exprimă în mm.

La mașinile destinate să funcționeze în regimuri grele, lărgimea întrefierului determinată după aceste relații se mărește cu aproximativ 60%, pentru a realiza mașina cu o capacitate de supraîncărcare mare.

#### 4.5. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRILOR

Calculul înfășurărilor cuprinde : tipul și schema înfășurării, numărul de creștături și numărul de conductoare pe creștătură, izolația creștăturii, materialul, secțiunea conductorului și masa înfășurării.

a. **Înfășurarea și creștăturile statorului.** Înfășurarea statorului se execută fie în două etaje (într-un strat) în cazul creștăturilor semiînchise sau semi-deschise, fie în două straturi, îndeosebi în cazul creștăturilor deschise.

La mașinile mici se prevăd creștături semideschise sau semiînchise pentru reducerea curentului de magnetizare; la mașinile mijlocii și mari creștăturile se construiesc deschise, pentru a simplifica procesul tehnologic al înfășurării.

Numărul de creștături pe pol și fază se alege în general mai mare decât 2, și anume  $q = 3$  sau 4; la mașinile cu număr mic de poli  $q = 5 \dots 9$ . La mașinile cu  $q = 1$  sau 2, scăpările diferențiale sînt mari (v. fig. 1.14, a), și, în consecință, capacitatea de supraîncărcare a mașinii și curentul de scurt-circuit sînt mici. Numărul de creștături

$$Z = 2mpq \quad (25)$$

se precizează și în funcție de pasul creștăturii :

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z}; \quad (26)$$

pasul creștăturii  $t_1$  este cuprins aproximativ între limitele  $0,6 \leq t_1 \leq 4,5$  cm. La mașini construite pentru tensiuni ridicate, pasul creștăturii este de 2... 4,5 cm.

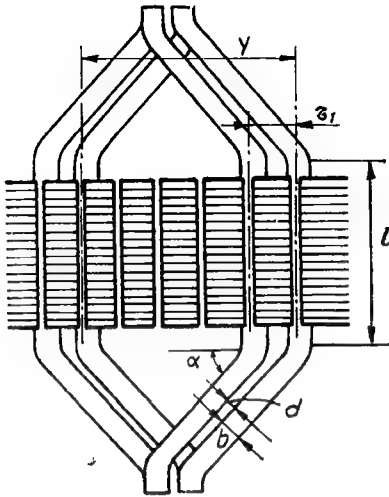


Fig. 4.8. Schița bobinei înfășurărilor de curent alternativ.

Deschiderea  $Y$  a bobinei la înfășurările în două straturi se dimensionează mai mică decât pasul polar, atât pentru a reduce armonicile din curba tensiunii magnetice, cât și pentru a rezulta un volum minim de material conductor necesar executării înfășurării. Pentru reducerea armonicilor 5 și 7 scurtarea  $\frac{\tau - Y}{\tau}$  a pasului înfășurării trebuie să fie cuprinsă între  $\frac{1}{5}\tau$  și  $\frac{1}{7}\tau$ ; în acest scop deschiderea bobinei rezultă:

$$Y \approx 0,82 \tau. \quad (27)$$

Expresia volumului conductorului înfășurării este:

$$V_c = 2 m w l_c s_c \quad (28)$$

în care lungimea conductorului se calculează aproximativ cu relația (v. fig. 4.8)

$$l_c \approx l + \frac{Y}{\cos \alpha}, \quad (29)$$

numărul de spire cu relația:

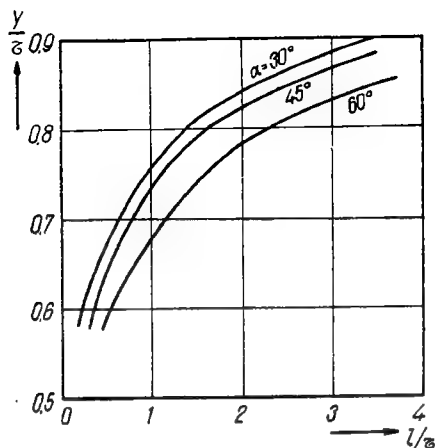
$$w = \frac{U_e}{4,44 \frac{\alpha_i k_B}{1,11} k_{q1} k_{s1} \tau l_i B_{\delta 1}}, \quad (30)$$

iar

$$k_{q1} = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} \quad \text{și} \quad k_{s1} = \sin \frac{\pi}{2} \frac{Y}{\tau} \quad (31, a, b)$$

sînt factorii de repartizare și de scurtare corespunzători fundamentalei.

Fig. 4.9. Deschiderea relativă optimă a bobinei  $\frac{Y}{\tau}$  ( $l/\tau$ ).



Înlocuind pe  $l_c$ ,  $w$  și  $k_{s1}$  în relația (28), expresia de calcul pentru volumul conductorului devine :

$$V_c = 2ms_c \frac{U_c}{4,44 \frac{\alpha_i k_B}{1,11} k_{q1} \tau l_i B_{\delta 1} \sin \frac{\pi}{2} \frac{Y}{\tau}} \left( l + \frac{Y}{\cos \alpha} \right). \quad (32)$$

La mașina avînd dimensiunile principale  $\tau$  și  $l_i$  determinate (și prin urmare și lungimea axială  $l$  a conductorului), volumul conductorului este minim pentru

$$\frac{\partial V_c}{\partial Y} = 0; \quad (33)$$

din relația (31), rezultă, prin urmare,

$$\left( \frac{l}{\tau} + \frac{Y}{\tau} \frac{1}{\cos \alpha} \right) \frac{\pi}{2} \cos \alpha = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{Y}{\tau}. \quad (34)$$

În figura 4.9 s-a reprezentat grafic raportul  $Y/\tau$  dintre deschiderea bobinei și pasul polar care rezultă din relația precedentă, în funcție de raportul  $\frac{l}{\tau}$  pentru unghiul  $\alpha$  de înclinare a capătului de bobină  $\alpha = 30^\circ$ ,  $45^\circ$  și  $60^\circ$ .

Unghiul  $\alpha$  de înclinare a capătului de bobină se determină din relația

$$\cos \alpha = \frac{b+d}{t_1}, \quad (35)$$

în care :

$b$  reprezintă grosimea laturii de bobină;

$d$  — lărgimea intervalului dintre laturi,

$t_1 \equiv \tau_1$  — pasul creștăturii (v. fig. 4.8).

Numărul de spire pe fază se determină din relația (30), cu  $U_e$  calculat din relația (3) sau (4). Factorul  $\frac{\alpha_i k_B}{1,11}$  rezultă din curba prezentată în figura 4.5, în funcție de factorul de saturație; într-un prim calcul se acceptă o valoare pentru acest factor (de exemplu, 0,68—0,7), urmînd a fi verificată ulterior, după ce se calculează factorul de saturație.

Aria secțiunii conductorului se determină din valoarea curentului pe fază  $I$  și densitatea de curent  $J$  (v. 4.3)

$$s_c = \frac{I}{J}; \quad (36)$$

dimensiunile conductorului se precizează în funcție de dimensiunile standardizate (v. anexele 2).

La mașinile de puteri mici și mijlocii, conductorul se realizează din cupru sau aluminiu și se subdivide în  $n_{ce} = 2, 3$  sau 4 conductoare elementare, astfel încît secțiunea sa să rezulte sub 4...6 mm<sup>2</sup>, iar înfășurarea să se poată executa cu conductor de secțiune circulară.

Numărul conductoarelor pe creștătură (v. și [27]) rezultă din relația

$$n_c = \frac{2 m w n_{ce}}{Z}. \quad (37)$$

Dimensiunile creștăturii se determină astfel încît pe de o parte inducția în dinte să nu depășească valorile limită admisibile indicate în 4.3, iar pe de altă parte să se poată executa înfășurarea (în creștătură izolată să poată fi dispuse cele  $n_c$  conductoare).

În cazul înfășurărilor executate cu conductor rotund, creștătura se execută de formă trapezoidală (fig. 4.10, *a*), pentru a utiliza cît mai bine mașina; la înfășurările bobinate cu conductor de secțiune dreptunghiulară, creștătura din stator se execută de formă dreptunghiulară (fig. 4.10, *b*).

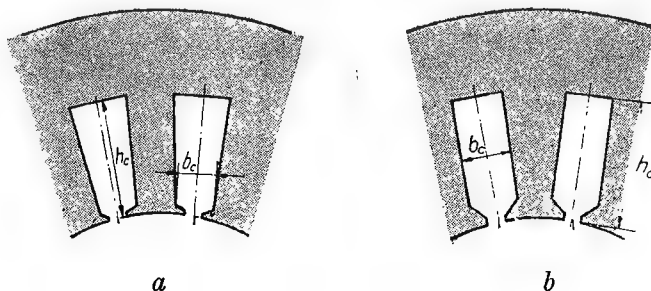


Fig. 4.10. Forme ale creștăturilor din stator.

Dinții statorului în cazul creștăturilor cu pereții paraleli sînt cel mai mult solicițați în zona dinspre întrefier; prin urmare, lărgimea creștăturii spre întrefier se determină din relația

$$b_c = t_1 - \frac{l_i B_s t_1}{l_{Fe} B'_{zmax}}, \quad (38)$$

în care :

$l_{Fe}$  este lungimea axială netă a miezului feromagnetic;

$B'_{zmax}$  — valoarea maximă admisibilă a inducției magnetice în dinte (v.4.3).

Adîncimea creștăturii este cuprinsă între limitele  $1 \text{ cm} \leq h_c \leq 7 \text{ cm}$ , în funcție de puterea mașinii și rezultă din numărul de conductoare supra-puse în creștătură.

Izolația creștăturii la mașinile de joasă tensiune izolate în clasa  $E$  constă din carton electrotehnic (preșpan) și foliu clasă  $E$ ; grosimea unilaterală totală a izolației creștăturii este de 0,5...0,8 mm dacă bobinele se introduc radial și de 1 mm dacă înfășurarea se execută prin coasere. La mașinile de înaltă tensiune, respectiv la cele izolate în clasa  $B$  etc. se utilizează pentru izolația creștăturii micabandă, micafoliu, sticlomicafoliu, sticlomicanită, bandă de sticlă; grosimea unilaterală a izolației creștăturii este funcție de tensiunea mașinii. În anexa 4 sînt reproduse două scheme de izolație ale mașinilor de curent alternativ.

La creștăturile deschise, semideschise, sau semiînchise, bobinele sînt fixate în creștătură printr-o pană așezată spre deschiderea creștăturii și realizată din lemn tare (la mașinile de puteri mici și mijlocii).

**b. Înfășurarea rotorului bobinat.** La mașina asincronă cu rotorul bobinat, înfășurarea rotorului se realizează trifazată.

Pentru evitarea cuplurilor parazite care pot produce blocarea rotorului la pornire, rotorul se construiește cu un număr de creștături diferite de numărul de creștături din stator. În general, la mașinile avînd diametrul  $D > 35 \text{ cm}$ , numărul de creștături din rotor este mai mic decît cel din stator. Înfășurarea rotorului se construiește într-un strat; la mașinile mari, înfășurarea rotorului se execută din bare dispuse în două straturi.

Numărul de creștături pe pol și fază în rotor se alege mic ( $q_r = 2$  sau 3) pentru a reduce pierderile de pulsație în dinții statorului [date de relația (112), cap.1].

Creștăturile rotorului sînt închise sau semiînchise, pentru a reduce pulsațiile cîmpului magnetic din întrefier.

Înfășurarea rotorului se construiește fie într-un strat, fie în două straturi.

Tensiunea la inele se alege în funcție de puterea motorului; valori prea mici ale tensiunii la inele conduc la un sistem de colectare a curentului prea voluminos, iar valori prea mari ale acestei tensiuni implică o utilizare slabă a rotorului, datorită izolației înfășurării. În tabela 4.1, sînt date valorile uzuale ale tensiunii la inele, în funcție de puterea motorului.

Tabela 4.1

Tensiunile la inele la motoarele asincrone cu rotorul bobinat

$P_n$ kW	$\leq 100$	100...200	200...500	500...2000	2000...10 000
$U_2$ V	60...120	100...500	200...1000	500...1500	1000 ... 2000

Curentul pe fază din rotor rezultă din puterea mecanică dezvoltată de mașină

$$I_2 = \frac{P_n + P_{f,v} + P_{ms}}{(1 - s_n)m_2 U_{e20}(1 - \varepsilon)\cos \psi_2}, \quad (39)$$

în care :

$P_n$  este puterea nominală;

$P_{f,v}$  — pierderile prin frecare și ventilație;

$P_{ms}$  — pierderile suplimentare în rotor.

La calculul curentului se aproximează mai întâi  $P_{f,v} + P_{ms} \approx 0,015 P_n$  urmînd a fi verificate ulterior. Alunecarea nominală  $s_n$  se aproximează de asemenea în funcție de puterea mașinii ( $s_n = 0,01...0,06$ ) și se verifică ulterior. T.e.m.  $U_{e20}$  indusă la alunecarea  $s = 1$  în circuitul rotorului deschis reprezintă tensiunea la bornele rotorului  $U_{e20} = U_2$ . Factorul  $1 - \varepsilon$  prin care se consideră căderea de tensiune în înfășurarea rotorului de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină și factorul  $\cos \psi_2$  (în care  $\psi_2$  este defazajul dintre t.e.m. indusă în rotor și curentul din rotor) se iau astfel :  $(1 - \varepsilon) \cos \psi_2 = 0,92...0,95$ .

Numărul de spire pe fază al înfășurării rotorului rezultă din relația :

$$w_2 = \frac{U_{e20}}{U_{e1}} \frac{w_1 k_{w1}}{k_{w2}}, \quad (40)$$

$k_{w1}$  și  $k_{w2}$  fiind factorii de înfășurare din stator, respectiv din rotor.

Aria secțiunii conductorului se determină la fel ca pentru înfășurarea statorului [relația (36)], după ce se precizează densitatea de curent din rotor. În general, secțiunea conductorului din rotor se alege de formă dreptunghiulară (deoarece  $s_c$  rezultă mai mare decît  $4 \text{ mm}^2$ ).

Dimensiunile creștăturii se determină la fel ca în cazul înfășurării statorului, în funcție de inducția aparentă maximă în dinte și de numărul conductoarelor și dimensiunile lor.

După dimensionarea înfășurării rotorului se verifică alunecarea nominală

$$s_n = \frac{I_{2n} R_2}{U_{e20}}, \quad (41)$$

în care  $R_2$  este rezistența înfășurării pe fază.

**c. Înfășurarea în colivie.** Numărul de creștături  $Z_2$  din rotorul în scurt-circuit al motoarelor asincrone se determină în funcție de numărul de creștături din stator  $Z_1$ , astfel încât să se evite apariția unor cupluri parazite și a unor forțe de trepidație periculoase pentru funcționarea mașinii (datorită cuplurilor parazite și forțelor de trepidație apar înșeuări în caracteristica mecanică, care pot atrage după sine agățarea motorului la o turație sub cea nominală, vibrații și zgomete, lipirea rotorului la pornire etc.). Rezultate satisfăcătoare se obțin când  $Z_2$  diferă cu 15...30% față de  $Z_1$ .

Vibrațiile și zgometele se reduc când  $Z_2 - Z_1 \neq \pm 1, \pm 2, \pm (p \pm 1), \pm (p \pm 2)$ . Pentru a evita blocarea rotorului sau înșeuarea curbei cuplului la mașinile asincrone cu primarul trifazat, trebuie ca  $Z_2 - Z_1 \neq$  multiplu de  $\pm 3p$  și  $Z_2 - Z_1 \neq \pm p, -2p, -5p$ . La mașinile bipolare pot fi îndeplinite numai în parte condițiile de mai sus.

Pentru reducerea armonicilor din curba cîmpului magnetic datorită creștării armăturilor, creștăturile rotorului se construiesc înclinate față de dreapta generatoare, cu aproape un pas de creștătură din stator sau din rotor.

La motoarele mici, creștăturile rotorului se înclină uzual (fig. 4.11), deoarece nu se pot obține rapoarte potrivite de numere de creștături la diametre mici (v. și [39]); factorul de înfășurare datorită înclinării (corespunzător fundamentalei t.e.m.) are expresia:

$$k_i = \frac{\sin \frac{\alpha}{2} \frac{b}{t_2}}{\frac{\alpha}{2} \frac{b}{t_2}}, \quad (42)$$

în care:

$\alpha = \frac{2\pi p}{Z_2}$  este unghiul electric dintre două creștături;

$\frac{b}{t_2}$  — raportul dintre înclinarea creștăturii  $b$  și pasul creștăturilor rotorului  $t_2$ .

În tabela 4.2 sînt date numerele favorabile de creștături la motoarele asincrone cu colivie în rotor.

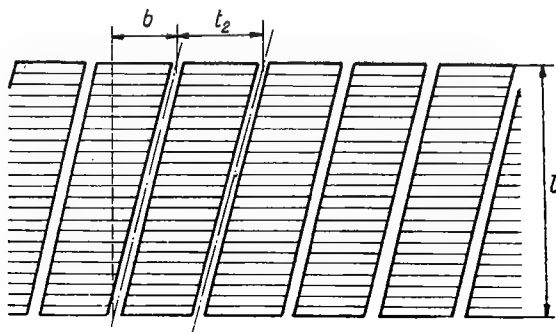


Fig. 4.11. Rotorul cu creștături înclinate, desfășurat.



Tabela 4.2

Numere favorabile de creștături  $Z_2$  în rotor

$p$	$Z_1$	$Z_2$ la motoare cu creștăturile neîncălate							$Z_2$ la creștături încălate			
1	24	16	22	28	34				28	16	22	
	36	16	22	28	34	40			24	28	48	16
	48	34	30	46	52	58	64			40,52		
2	24	10	20	22	32				24	40	42	60
	36	24	30	32	40	42	56		60	84	56	44
	48	20	22	32	44	46	56	68	72	48	84	44
3	36	15	30	33	42	48			42	48	54	
	54	48	51	66	72				72	88	48	
	72	33	48	54	66	69	84	90	96	90	84	
4	36	48								48		
	48	60	72						72	60		
	72	84	96						96	84		

Înfășurarea în colivie este considerată polifazătă cu  $m_2 = Z_2$  faze, curenții prin barele coliviei fiind defazați între ei cu  $\alpha = p \frac{2\pi}{Z_2}$ .

Numărul de spire pe fază al înfășurării rotorului este  $w_2 = \frac{1}{2}$ .

T.e.m. indusă pe fază în rotor rezultă din relația :

$$U_{e2} = U_{e1} \frac{k_i}{2w_1 k_{w1}}, \quad (43)$$

în care  $k_i$  este factorul de înclinare al înfășurării rotorului dat de relația (41).

Cu  $U_{e2}$  determinat astfel se calculează din relația (39) curentul printr-o bară în rotor.

Curentul prin inel se determină după relația

$$I_i = \frac{I_b}{2 \sin \frac{p\pi}{Z_2}}. \quad (44)$$

Colivia sudată se execută din cupru, alamă sau aluminiu, iar coliviile turnate se execută din aluminiu.

Aria secțiunii barei, respectiv a inelului, se calculează după relația (36), după ce se precizează mai întâi densitatea de curent în bară și în inel.

Rezistența pe fază a rotorului este :

$$R_2 = R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 p \frac{\pi}{Z_2}}, \quad (45)$$

în care :

$R_b$  este rezistența unei bare;

$R_i$  — rezistența unui segment de inel cuprins între două bare.

În cazul în care  $\alpha = \frac{2p\pi}{Z_2}$  are valori mici, se poate aproxima  $\sin \frac{\alpha}{2}$  prin  $\frac{\alpha}{2}$  și, prin urmare,

$$R_2 = R_b + \left( \frac{Z_2}{p\pi} \right)^2 \frac{1}{2} R_i. \quad (46)$$

Forma secțiunii barei se alege în funcție de inducția aparentă în dinte și de procesul tehnologic al coliviei; forma secțiunii creștăturilor este determinată de forma geometrică a secțiunii barei.

La motoarele ale căror colivii sînt realizate din bare sudate la inele, barele se aleg de secțiuni circulare; coliviile realizate prin turnare se execută uzual cu barele de secțiune dreptunghiulară sau trapezoidală. Creștăturile în cazul coliviilor turnate nu se izolează; la motoarele asincrone avînd colivia realizată din bare sudate la inel, conductoarele se izolează față de creștătură pentru a se evita apariția scinteiilor în zonele de contact slab, dintre barele coliviei și miezul feromagnetic.

La motorul asincron cu colivie dublă în rotor se calculează cu relația (45) sau (46) rezistența pe fază a fiecărei colivii.

La motorul asincron cu bare înalte se calculează rezistența în curent continuu pe fază și rezistența în curent alternativ [respectiv factorul de majorare al rezistenței porțiunii de bară așezată în creștătură cu relațiile (141), (142) și următoarele din cap. 1].

#### 4.6. JUGUL STATORULUI ȘI JUGUL ROTORULUI

Înălțimile jugurilor din stator și rotor se determină în funcție de fluxul util, fluxul de scăpări și de inducția magnetică în jug.

Înălțimea jugului din stator se determină după relația

$$h_{j1} = \frac{\Phi(1 + \tau_1)}{2l_{Fe1} B_{j1}} \quad (47)$$

în care fluxul util  $\Phi = \alpha_i \tau l_i B_{\delta 1}$  se calculează considerînd cîmpul magnetic repartizat sinusoidal (prin urmare  $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$ ).

Înălțimea jugului din rotor rezultă din relația :

$$h_{j2} = \frac{\Phi}{2l_{Fe2} B_{j2}}; \quad (48)$$

valorile inducțiilor magnetice se aleg conform indicațiilor date în 4.3.

Se calculează apoi diametrul exterior al statorului

$$D_e = D + 2h_{c1} + 2h_{i1} \quad (49)$$

și diametrul interior al rotorului

$$D_i = D - 2\delta - 2h_{c2} - 2h_{i2}; \quad (50)$$

înălțimile creștăturilor  $h_{c1}$  și  $h_{c2}$  s-au determinat la calculul înfășurărilor. La mașinile mici și la cele de turație mare, diametrul interior al miezului feromagnetic se ia egal cu diametrul axului; tolele se împachetează direct pe ax.

#### 4.7. CURENTUL DE MAGNETIZARE AL MOTORULUI ASINCRON

Componenta reactivă  $I_{o\mu}$  a curentului de mers în gol al motorului asinron, denumită curentul de magnetizare, se determină din relația de calcul a tensiunii magnetomotoare rezultante :

$$\frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \sqrt{2} I_{o\mu} \frac{\omega_1 k_{w1}}{p} = F \quad (51)$$

în care  $k_{w1}$  este factorul de înfășurare.

Tensiunea magnetomotoare  $F$  de-a lungul circuitului magnetic se determină conform indicațiilor date în 1.3.1. Astfel, în funcție de fluxul util  $\Phi$  al mașinii,

$$\Phi = \frac{U_b}{4 k_B f_1 \omega_1 k_{w1} (1 + \tau_1)}; \quad (52)$$

în care :

$k_B$  este factorul de formă al cimpului (inițial se acceptă o valoare a factorului de formă, de exemplu  $k_B = 1,11$ );

$\tau_1$  — coeficientul parțial de scăpări [definit de relația (6) și a căruia valoare se poate lua inițial  $\tau_1 = 0,02 \dots 0,05$ ]

se calculează inducțiile magnetice în diferitele zone ale mașinii;

— în întrefier :

$$B_{\delta 1} = \frac{\Phi}{(\alpha_i \tau l_i)}; \quad (53)$$

— în jugul statorului :

$$B_{j1} = \frac{\Phi(1 + \tau_1)}{2 h_j l_{Fe1}}; \quad (54)$$

— în jugul rotorului :

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2 l_{Fe} h_{j2}}; \quad (55)$$

— în dintele statorului :

$$\left. \begin{aligned} B'_{z1M} &= \frac{l_i t_1}{l_{Fe} b_{z1M}} B_{\delta 1} (1 + \tau_1) \\ B'_{z10} &= \frac{l_i t_1}{l_{Fe} b_{z10}} B_{\delta 1} \left( 1 + \frac{2}{3} \tau_1 \right) \\ B'_{z1m} &= \frac{l_i t_1}{l_{Fe} b_{z1m}} B_{\delta 1} \left( 1 + \frac{1}{3} \tau_1 \right) \end{aligned} \right\} \quad (56)$$

în care  $b_{z1M}$ ,  $b_{z10}$  și  $b_{z1m}$  sînt grosimile dinților din cele trei zone : la baza dintelui, la mijloc și la capul dintelui;

— în dintele rotorului :

$$B'_{z2x} = \frac{l_i t_2}{l_{Fe} b_{z2x}} B_{\delta 1}, \quad (57)$$

în care  $b_{z2x}$  este grosimea dintelui în zona în care se calculează valoarea aparentă a inducției magnetice  $B'_{z2x}$ .

Din caracteristica de magnetizare a tolelor se determină intensitățile cîmpurilor magnetice și tensiunile magnetice [v. 1.3.1., c, relațiile (28), (35), (36), (37) și (38)] în întrefier  $F_\sigma$ , în dinții statorului  $F_{z1}$ , în dintele rotorului  $F_{z2}$ , în jugul statorului  $F_{j1}$  și în jugul rotorului  $F_{j2}$ .

Tensiunea magnetomotoare  $F$  rezultă din relația :

$$F = 2 F_\sigma + 2 F_{z1} + 2 F_{z2} + F_{j1} + F_{j2}. \quad (58)$$

Factorul de saturație se calculează după expresia :

$$k_s = \frac{F}{2 F_\sigma}, \quad (59)$$

iar din figura 4.5, rezultă factorul  $\frac{\alpha_s k_B}{1,11}$  aproximat mai sus.

#### 4.8. PARAMETRII CIRCUITELOR MAȘINII ASINCRONE

Pentru calculul caracteristicilor de funcționare ale mașinii asincrone, trebuie cunoscuți parametri pe fază ai înfășurărilor mașinii: rezistențele înfășurărilor la frecvența tensiunii de alimentare și rezistența în curent continuu a înfășurării rotorului, reactanța utilă și reactanțele de scăpări.

Rezistențele înfășurărilor se determină din relația (116), cap. 1. după ce s-au calculat aria secțiunii și lungimea conductorului, numărul de spire și numărul căilor de curent, materialul conductorului, caracteristicile bobinei și dimensiunile creștăturii. Factorul de majorare a rezistenței în curent alternativ pentru porțiunea de înfășurare așezată în creștătură la înfășurarea

cu mai multe conductoare suprapuse în creștătură rezultă din relația (145), cap. 1.

Reactanțele de scăpări  $X_{1\sigma}$  și  $X_{2\sigma}$  ale înfășurărilor se determină după relațiile :

$$X_{1\sigma} = 2\pi f L_{1\sigma} \text{ și } X_{2\sigma} = 2\pi f L_{2\sigma}, \quad (60)$$

în care inductivitățile de scăpări  $L_{1\sigma}$  și  $L_{2\sigma}$  se determină conform 1.3.2, b, și anume :

$$L_{\sigma} = 2\mu_0 \frac{w^2}{p} l_i \left( \frac{\lambda_c}{q} + \frac{l_f}{l_i} \lambda_f + \lambda_d \right). \quad (61)$$

Permeanțele specifice  $\lambda_c$  ale creștăturilor se determină din relația (67), cap. 1, pentru înfășurările într-un strat și din relațiile (69), (70) și (71), cap. 1 pentru înfășurările în două straturi. La înfășurările în colivie, permeanța specifică a creștăturii este dată de relația (68), cap. 1.

Permeanțele specifice frontale  $\lambda_f$  se determină din tabela 1-2.

Permeanțele specifice de scăpări diferențiale  $\lambda_d$  ale înfășurărilor bobinate rezultă din relația (77), cap. 1 și figura 1.14, a, iar pentru înfășurările în colivie,  $\lambda_d$  rezultă din relația (77), cap. 1 și figura 1.14, b.

Reactanța utilă  $X_{1u}$  a înfășurării primare rezultă din relația :

$$X_{1u} = \frac{U_{b1} - I_{0\mu} X_{1\sigma}}{I_{0\mu}} \quad (62)$$

cu reactanța de scăpări  $X_{1\sigma}$  a înfășurării primare determinată mai sus.

#### 4.9. PIERDERILE ȘI RANDAMENTUL MOTORULUI ASINCRON

La funcționarea în regim nominal a motorului asincron, se produc pierderi în înfășurarea statorului și în înfășurarea rotorului (la alunecarea nominală refuzarea curentului în înfășurarea rotorului este neglijabilă) pierderi în miezul feromagnetic al statorului (în ipoteza că înfășurarea primară este dispusă în stator), pierderi de suprafață și pierderi de pulsație în dinții statorului și rotorului, pierderi de frecare și ventilație în lagăre, la inele de contact și la ventilator.

Calculul pierderilor se face după relațiile prezentate în 1.3.3.

Randamentul motoarelor asincrone rezultă din relația :

$$\eta = \frac{m U_{bn} I_1 \cos \varphi_1 - P_{J1} - P_{J2} - P_{m1} - P_{m2} - P_{f,v}}{m U_{bn} I_1 \cos \varphi}, \quad (63)$$

în care :

$P_{J1}$  și  $P_{J2}$  sînt pierderile în înfășurări;

$P_{m1}$  — pierderile principale;

$P_{m2}$  — pierderile suplimentare în miez;

$P_{f,v}$  — pierderile de frecare și ventilație. Curentul și defazajul primar ( $I_1$  și  $\varphi_1$ ) se determină din relațiile care se stabilesc pe baza schemei echivalente a motorului asincron.

#### 4.10. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE PORNIRE ȘI FUNCȚIONARE ALE MAȘINII ASINCRONE CU PARAMETRI CONSTANȚI

Caracteristicile de pornire: curentul și cuplul de pornire și caracteristicile de funcționare: caracteristica mecanică  $M(s)$  curentul din stator  $I_1(s)$ , factorul de putere  $\cos \varphi_1 = f(s)$  și randamentul  $\eta(P)$  se calculează analitic pe baza schemei echivalente pe fază a mașinii asincrone cu circuitul de magnetizare conectat la bornele primare (v. fig. 4.12) sau (la mașina cu parametri constanți) se determină grafic din diagrama cercului. În acest scop este necesar să se calculeze parametrii schemei echivalente, respectiv curentul de funcționare în gol și curentul de scurtcircuit.

a. **Calculul parametrilor echivalenți.** În schema echivalentă raportată la stator, rezistențele și reactanțele mașinii se calculează astfel:

$$r_1 = c_1 R_1; r'_2 = c_1^2 R'_2; X_{1\sigma} = c_1 X_{1\sigma} \text{ și } x'_{2\sigma} = c_1^2 X'_{2\sigma}, \quad (63)$$

în care:

$R_1$  și  $X_{1\sigma}$  sînt rezistența și reactanța de scăpări ale înfășurării statorului;  $R'_2$  și  $X'_{2\sigma}$  — rezistența și reactanța de scăpări ale rotorului, raportate la stator, determinate în funcție de parametri înfășurării rotorului  $R_2$  și  $X_{2\sigma}$  cu relațiile:

$$R'_2 = \frac{m_1(\omega_1 k_{w1})^2}{m_2(\omega_2 k_{w2})^2} R_2 \text{ și } X'_{2\sigma} = \frac{m_1(\omega_1 k_{w1})^2}{m_2(\omega_2 k_{w2})^2} X_{2\sigma}. \quad (64)$$

Factorul  $c_1$  are expresia aproximativă:

$$c_1 = 1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_{1s}} = 1 + \tau_1. \quad (65)$$

b. **Curentul de funcționare în gol și curentul de scurtcircuit.** Curentul de funcționare în gol se calculează din componentele activă  $I_{0a1}$  și reactivă  $I_{0\mu1}$  după relația:

$$I_{01} = \sqrt{I_{0a1}^2 + I_{0\mu1}^2}. \quad (66)$$

Componenta activă a curentului de mers în gol corespunzătoare pierderilor în miez și pierderilor prin frecare și de ventilație, rezultă din relația:

$$I_{0a1} = \frac{P_m + P_{f,v} + P_{m,s}}{m U_{b1}}. \quad (67)$$

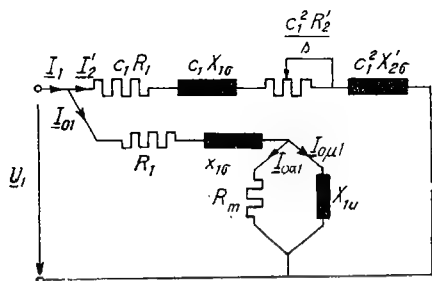


Fig. 4.12. Schema echivalentă pe fază a mașinii asincrone polifazate.

Componenta reactivă a curentului de mers în gol, denumită și curentul de magnetizare, se determină din relația (51):

$$I_{0u1} = \frac{F}{\frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \frac{\omega_1 k_{w1}}{p} \sqrt{2}} \quad (68)$$

Defazajul curentului de mers în gol față de tensiunea la borne se obține din relația:

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a1}}{I_{01}}. \quad (69)$$

Curentul de scurtcircuit  $I_{1sc}$  se calculează ținând seama de curentul în gol  $I_{01}$  și curentul  $I_2'$  din circuitul secundar (raportat la primar) la alunecarea  $s = 1$  dat de relația:

$$I_{2sc}' = \frac{U_{b1}}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}}; \quad (70)$$

rezultă astfel pentru curentul de scurtcircuit expresia:

$$I_{1sc} = \sqrt{(I_{0a1} + I_{2sca}')^2 + (I_{0u1} + I_{2scr}')^2}, \quad (71)$$

în care componenta activă  $I_{2sca}'$  este:

$$I_{2sca}' = I_{2sc}' \cos \varphi_2', \quad (72)$$

componenta reactivă este:

$$I_{2scr}' = I_{2sc}' \sin \varphi_2', \quad (73)$$

iar  $\varphi_2'$  rezultă din relația:

$$\cos \varphi_2' = \frac{r_1 + r_2'}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}}. \quad (74)$$

Defazajul curentului de scurtcircuit față de tensiunea primară rezultă din relația:

$$\cos \varphi_{sc} = \frac{I_{1oa} + I_{2sca}'}{I_{1sc}}. \quad (75)$$

Parametrii înfășurărilor primare și secundare care intervin în relațiile de mai sus se calculează la frecvența tensiunii de alimentare.

La motorul asincron cu colivie în rotor, curentul de scurtcircuit este curentul de pornire al mașinii.

c. **Calculul analitic al caracteristicilor de funcționare.** Caracteristica mecanică se determină pe baza expresiei cuplului electromagnetic :

$$M = \frac{pm_1 r_2' U_{b1}^2}{\omega_1 s \left[ \left( r_1 + \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}')^2 \right]}. \quad (76)$$

Astfel, după ce se calculează parametrii care intervin în relația (76), se determină valorile cuplului  $M$  pentru diferite valori ale alunecării  $s$ .

Cuplul de pornire la motorul cu colivie în rotor rezultă din relația precedentă pentru valoarea alunecării  $s = 1$  corespunzătoare momentului pornirii :

$$M_p = \frac{pm_1 r_2' U_{b1}^2}{\omega_1 [(r_1 + r_2')^2 + (x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}')^2]}. \quad (77)$$

Cuplul maxim rezultă pentru alunecarea :

$$s_m = \pm \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + x_{\sigma}^2}} \quad (78)$$

și are expresia

$$M_{max} = \left\{ \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \right\} \frac{pm_1 U_{b1}^2}{2\omega_1 \left[ \left\{ \begin{matrix} + \\ - \end{matrix} \right\} r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_{\sigma}^2} \right]}; \quad (79)$$

s-a notat cu :

$$x_{\sigma} = x_{\sigma 1} + x_{\sigma 2}'; \quad (80)$$

semnul (+) din relația (79) corespunde funcționării mașinii în regim de motor, iar semnul (—) mașinii în regim de generator.

Dacă valorile calculate pentru cuplul de pornire și cuplul maxim nu coincid cu valorile standardizate și cuprinse în tema de proiectare se procedează la schimbarea construcției mașinii, în scopul schimbării reactanțelor de scăpări pe fază ale înfășurărilor din stator și din rotor. De exemplu, dacă cuplul de pornire sau cuplul maxim rezultă prea mic, se micșorează reactanța de scăpări prin micșorarea permeanței specifice de scăpări (se modifică forma creșterii în vederea micșorării permeanței specifice a creșterii și numărul de creștături pe pol și fază, în vederea micșorării permeanței specifice de scăpări diferențiale) și prin micșorarea numărului de spire pe fază (se modifică corespunzător dimensiunile principale ale mașinii în vederea creșterii fluxului pe pol).

Curentul primar în funcție de alunecare se calculează în baza relației :

$$I_1(s) = \sqrt{(\bar{I}_{0\sigma 1} + I_{2\sigma}')^2 + (\bar{I}_{0\mu 1} + I_{2\mu}')^2}, \quad (81)$$



în care :

$I_{0a1}$  și  $I_{0\mu1}$  sînt componentele activă și reactivă ale curentului de mers în gol [relațiile (67) și (68)];

$I'_{2a}$  și  $I'_{2r}$  — componentele activă și reactivă ale curentului secundar raportat la primar :

$$I'_{2a} = \frac{U_{b1} \left( r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)}{\left( r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + x_\sigma^2} \text{ și } I'_{2r} = \frac{U_{b1} x_\sigma}{\left( r_1 + \frac{r'_2}{s} \right)^2 + x_\sigma^2} . \quad (82,83)$$

Factorul de putere în funcție de alunecare rezultă din relația :

$$\cos \varphi = \frac{I_{0a1} + I'_{2r}}{I_1} , \quad (84)$$

în care  $I'_{2a}$  și  $I_1$  sînt funcții de alunecare a  $s$ .

La calculul caracteristicilor de funcționare, valorile calculate se grupează într-o tabelă (de tipul tabelii 4.3).

Tabela 4.3

Caracteristicile de funcționare  
 $M(s)$ ,  $I(s)$  și  $\cos \varphi = f(s)$ .

$s$	$r_1 + \frac{r'_2}{s}$	$M$	$I'_{2a}$	$I'_{2r}$	$I_1$	$\cos \varphi$	
1							
0,5							
0,6							
...							
$s_m$							
...							
0,02							
0,01							

Pe baza valorilor calculate se trasează caracteristicile de funcționare.

d. **Diagrama cercului.** Caracteristicile de funcționare ale mașinii asincrone cu parametri constanți se pot determina și din diagrama cercului, care reprezintă locul geometric al extremității vectorului complex al curentului primar în funcție de alunecare.

Pentru trasarea diagramei cercului, se reprezintă în planul complex, curentul de funcționare în gol [relațiile (67) și (68)] și curentul de funcțio-

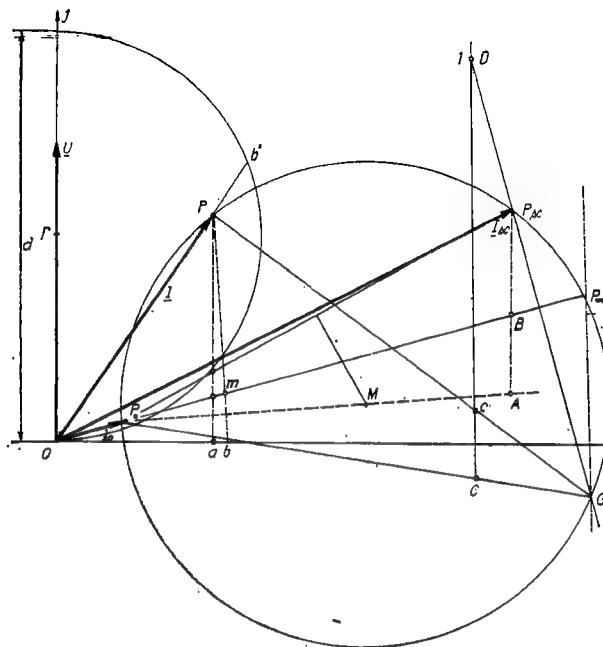


Fig. 4.13. Diagrama cercului la mașina asincronă cu parametri constanți.

mare în scurtcircuit [relațiile (71) și (75)], obținându-se astfel punctele  $P_0$  și  $P_{sc}$ ; vectorul complex al tensiunii primare se reprezintă în axa imaginară (fig. 4.13).

Diametrul cercului este dat de relația :

$$I'_{2max} = \frac{U_{b1}}{x_{1\sigma} + x'_{2\sigma}}, \quad (85)$$

dedusă din relațiile (82) și (83) pentru  $s = -\frac{r'_2}{r_1}$ . Se construiește grafic mediatoarea segmentului care unește punctele  $P_0$  și  $P_{sc}$ , iar din  $P_0$  sau  $P_{sc}$  se determină centrul cercului la distanța corespunzătoare curentului  $\frac{I'_{2max}}{2}$  pe mediatoarea segmentului  $\overline{P_0 P_{sc}}$ .

Se construiește punctul  $P_\infty$  corespunzător alunecării  $s = \infty$ , astfel : segmentul  $\overline{P_{sc} A}$  dintre  $P_\infty$  și dreapta  $(P_0 M)$  se împarte în raportul  $r'_2/r_1$ , rezultând astfel punctul  $B$ ; dreapta  $(P_0 B)$  mai intersectează cercul în punctul  $P_\infty$ .

Dreapta alunecării se construiește unind un punct  $G$  oarecare de pe cerc cu  $P_0$ ,  $P_{sc}$  și  $P_\infty$ . O paralelă la dreapta  $(GP_\infty)$  intersectează dreptele  $(GP_0)$  și  $(GP_{sc})$  în punctele  $C$ ,  $D$ , determinând astfel scara alunecării (alunecarea are valoarea 0 în  $C$  și 1 în  $D$ ).

Se construiește și cercul de diametru  $d$  (de exemplu,  $d = 10$  cm) cu centrul pe axa imaginară în  $\Gamma$  și care trece prin origine.

Pentru un punct  $P$  oarecare de pe cerc, se determină puterea absorbită de motor de la rețea, curentul, factorul de putere, alunecarea și cuplul astfel:

— puterea absorbită

$$P_1 = m \cdot U_b(\overline{Pa} \cdot k_i), \quad (86)$$

în care:

$k_i$  este scara curentului în A/cm;

distanța  $\overline{Pa}$  de la punctul  $P$  la axa absciselor este măsurată în cm;

— factorul de putere: segmentul  $\overline{ob'}$  de la origine și intersecția dreptei  $(OP)$  cu cercul  $\Gamma$ , măsurat în unități de diametru  $d$  reprezintă factorul de putere:

$$\cos \varphi = \frac{\overline{ob'}}{d}; \quad (87)$$

— alunecarea: dreapta  $(GP)$  intersectează dreapta alunecării în punctul  $c$ ; alunecarea este dată de segmentul  $\overline{Cc}$  măsurat în unități de segmentul  $\overline{CD}$ , adică:

$$s = \frac{\overline{Cc}}{\overline{CD}}; \quad (88)$$

— cuplul electromagnetic este determinat de segmentul  $\overline{Pm}$  obținut prin intersecția dreptei  $(Pb)$  cu dreapta  $(P_0P_\infty)$ :

$$M = \frac{1}{2 \pi n_1} m U_b(\overline{Pm} \cdot k_i); \quad (89)$$

dreapta  $(Pb)$  este normală la dreapta  $(P_0M)$ .

Se determină astfel punct cu punct valorile mărimilor considerate, pentru diferite puncte  $P$  de funcționare situate pe cerc.

#### 4.11. CALCULUL MOTORULUI CU COLIVIE CU BARE ÎNALTE

La pornirea motorului, o valoare mare a rezistenței circuitului secundar în vederea creșterii cuplului de pornire și a reducerii curentului de pornire, se poate obține datorită fenomenului de refulare a curentului; în decursul

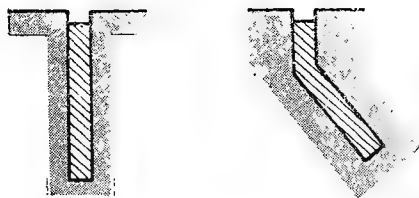


Fig. 4.14. Crestătură cu bare înalte.

pornirii, alunecarea rotorului, respectiv frecvența curenților din rotor scade, iar rezistența înfășurării scade. Pentru a accentua refularea curentului, barele coliviei din rotor se execută sub formă de bare înalte (fig. 4.14), de înălțime  $h_b \geq 4$  cm. Înălțimea barei este determinată de adâncimea creștăturii, respectiv de valoarea maximă admisibilă a inducției magnetice la baza dintelui. Colivia se poate realiza cu bare înalte numai la motoare de puteri mijlocii și mari, la care conductorul înfășurării rotorului are dimensiunile unei bare.

Motorul asincron cu colivie cu bare înalte se dimensionează după metoda aplicată la motorul asincron cu colivie normală. Calculul caracteristicilor de pornire și de funcționare prezintă anumite particularități.

Cuplul maxim  $M_m$ , alunecarea corespunzătoare cuplului maxim  $s_m$ , alunecarea nominală  $s_n$  și curentul de funcționare în gol  $I_0$  se determină din relațiile lor de calcul, în care se iau valorile parametrilor calculate pentru cazul în care refularea curentului este neglijabilă; cuplul de pornire și curentul de scurtcircuit se determină cu valorile rezistenței și reactanței de scăpări ale coliviei calculate la frecvența tensiunii de alimentare, ținând seamă de refularea curentului.

Rezistența pe fază a rotorului rezultă din relația :

$$R_2 = k_r R_b + \frac{R_i}{2 \sin^2 \frac{p\pi}{Z_2}} \quad (90)$$

în care :

$R_b$  și  $R_i$  reprezintă rezistența barei (v. relația (45)) și a porțiunii de inel dintre două bare;

$Z_2$  — numărul de creștături din rotor (v. tabela 4.2);

$k_r$  — factorul de majorare a rezistenței barei, datorită refulării curentului și a cărui valoare se determină din relația (140), cap. 1.

Reactanța pe fază a rotorului rezultă din relația :

$$X_{2\sigma} = 2\pi f \cdot 2\mu_0 \frac{\omega^2}{p} l_i \left[ k_L \frac{\lambda_c}{p} + \frac{l_f}{l_i} \lambda_f + \lambda_d \right], \quad (91)$$

în care  $k_L$  este factorul de micșorare a permeanței de scăpări, datorită refulării curentului; valoarea acestui factor se determină din relațiile (150) sau (151) date în 1.3.3.3. Permeanțele specifice  $\lambda_c$ ,  $\lambda_f$  și  $\lambda_d$  se determină după relațiile (68), (77), cap. 1. fig. 1.14,b și tabela 1.2.

Caracteristica mecanică a motorului cu colivie cu bare înalte se calculează în baza parametrilor determinați pentru fiecare valoare a frecvenței curenților din rotor, respectiv a alunecării; factorii  $k_r$  și  $k_L$  din relațiile (90) și (91) variază cu frecvența curenților din rotor.

#### 4.12. CALCULUL MOTORULUI CU COLIVIE DUBLĂ

Pentru îmbunătățirea caracteristicilor de pornire (cuplu de pornire mai mare și curent de pornire mai redus în raport cu motorul asincron cu o singură colivie), înfășurarea rotorului motoarelor asincrone de puteri mici sau mijlocii se poate construi cu colivie dublă: o colivie avînd aria secțiunii barelor mai redusă și dispusă spre periferia rotorului reprezintă colivie de pornire, iar a doua colivie avînd aria secțiunii barelor apropiată de cea calculată pentru colivia normală și dispusă în interiorul creștăturii este denumită colivie de lucru (fig. 4.15). Barele fiecărei colivii sînt scurtcircuitate frontal prin inele; se construiesc și colivii cu inele comune de scurtcircuitare.

Calculul motorului cu colivie dublă se efectuează în principal după metoda aplicată la calculul motorului cu colivie simplă; particularitatea constă în dimensionarea celor două colivii. Dacă coliviile sînt executate din același material conductor, suma ariilor secțiunilor barelor celor două colivii este aproximativ egală cu aria secțiunii barei coliviei simple; în plus, apar următoarele probleme:

- determinarea raportului dintre ariile secțiunilor barelor;
- dimensionarea creștăturii rotorului.

Din relațiile (39) și (43) rezultă curentul total prin cele două colivii, la funcționarea mașinii în regim nominal; rezistența echivalentă pe fază a celor două colivii rezultă din relația:

$$R_2 \equiv \frac{R_p R_l}{R_p + R_l} \approx 0,95 s_n U_{e20} / I_2, \quad (92)$$

în care:

- $R_p$  este rezistența pe fază a coliviei de pornire;
- $R_l$  — rezistența pe fază a coliviei de lucru.

Din relația:

$$k_r = 2\pi n M_p \frac{1}{Z_2 R_2 I_{\mu}^2} \quad (93)$$

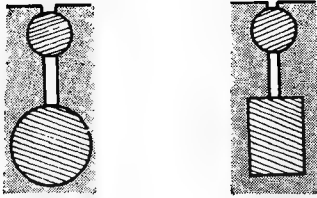


Fig. 4.15. Crestături ale rotorului cu colivie dublă.

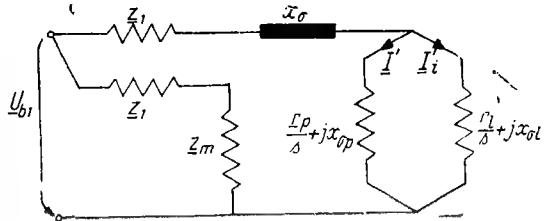


Fig. 4.16. Schema echivalentă pe fază a mașinii asincrone trifazate cu colivie dublă în rotor.

la cuplul de pornire  $M_p$  dat și curentul pe fază prin colivia de pornire  $I_p$  dat, se determină factorul  $k_r$ , iar în baza acestuia, raportul rezistențelor :

$$\frac{R_p}{R_l} = 2 (k_r - 1). \quad (94)$$

Prin urmare, din relațiile (92) și (94) se determină rezistențele pe fază  $R_p$  și  $R_l$  ale celor două colivii. Curenții de lucru prin cele două colivii rezultă din relațiile :

$$I_p + I_l = I_2 \quad (95)$$

$$I_p R_p = I_l R_l \quad (96)$$

Curenții prin inelele coliviilor se determină în baza relației (44). Coliviile se dimensionează astfel încît să prezinte rezistențele  $R_p$ , respectiv  $R_l$  pe fază.

Pentru calculul caracteristicii mecanice după relația (76) se determină pentru diferite valori ale alunecării considerat ca parametru, valorile rezistențelor și reactanțelor de scăpări echivalente pe fază, raportate la stator (fig. 4.16).

$$r'_2(s) = \frac{r_p^2 r_l + r_l^2 r_p + s^2 (x_{\sigma p}^2 r_l + x_{\sigma l}^2 r_p)}{(r_p + r_l)^2 + (x_{\sigma p} + x_{\sigma l})^2 s^2} \quad (97)$$

și

$$x'_2(s) = \frac{r_p^2 x_{\sigma l} + r_l^2 x_{\sigma p} + s^2 (x_{\sigma p}^2 x_{\sigma l} + x_{\sigma l}^2 x_{\sigma p})}{(r_p + r_l)^2 + (x_{\sigma p} + x_{\sigma l})^2 s^2} \quad (98)$$

în care :

$r_p$  și  $r_l$  se determină după relațiile (63), (64);

$x_{\sigma l}$  și  $x_{\sigma p}$  — reactanțele de scăpări corespunzătoare fluxurilor proprii ale fiecărei colivii.

Reactanța  $x'_{\sigma c}$  din schema echivalentă corespunde fluxului de scăpări comun celor două colivii (fluxul de scăpări care se închide prin istmul crestăturii și fluxul de scăpări diferențiale).

Curentul de pornire se poate considera aproximativ egal cu valoarea curentului secundar raportat la primar, determinată din expresia :

$$I_{p1} \approx I'_{p2} = \frac{U_{b1}}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + (x_{\sigma 1} + x'_{\sigma c} + x'_{\sigma 2})^2}}, \quad (99)$$

în care  $r'_2$  și  $x'_{\sigma 2}$  sînt valorile rezistenței și reactanței calculate din relațiile (97) și (98) pentru valoarea alunecării la pornire ( $s = 1$ ).

Înălțimile istmurilor  $h_2$  și  $h_4$  și lărgimile creștăturilor în aceste zone (fig. 4.15) se determină din condițiile următoare :

— inducția aparentă la baza dintelui să nu atingă valori peste cele admisibile;

— valorile curentului de pornire și ale cuplului de pornire calculate în baza relațiilor (99) și (77) să fie egale cu cele specificate în tema de proiectare.

Colivia de pornire se realizează în general dintr-un material conductor de rezistivitate mai mare (alamă sau bronz) decît a cuprului, pentru a avea — la aceeași rezistență electrică pe fază — un volum mai mare, respectiv o capacitate termică corespunzătoare. Încălzirea coliviei în regim tranzitoriu se calculează în funcție de durata pornirii motorului; într-un calcul acoperitor se neglijează căldura transmisă miezului feromagnetic prin conducție și mediului ambiant prin convecție. De exemplu, dacă turația crește proporțional, cu timpul, iar cuplul  $M_{med}$  se consideră aproximativ constant în timpul pornirii, rezultă încălzirea :

$$\vartheta_{cp} = \frac{1}{2} \frac{2 \pi n_1 M_{med} T_p}{c_p \gamma_p V_p}, \quad (100)$$

în care :

$\gamma_p V_p$  este masa coliviei de pornire ( $V$  — volumul coliviei,  $\gamma$  — densitatea);

$c_p$  — căldura specifică a coliviei;

$n_1$  — turația sincronă;

$M_{med}$  — cuplul mediu în perioada de pornire.

Durata pornirii  $T_p$  rezultă din relația :

$$T_p = \frac{J \Omega_1}{M_{med}}, \quad (101)$$

în care :

$J$  este momentul de inerție al maselor învîrtitoare;

$\Omega_1 = 2 \pi n_1$  — viteza unghiulară sincronă.

Prin urmare, încălzirea coliviei în perioada pornirii este dată de relația :

$$\vartheta_{cp} = \frac{1}{2} \frac{J \Omega_1^2}{c_p \gamma_p V_p}. \quad (102)$$

#### 4.13. INDICAȚII PRIVIND CALCULUL ÎNCĂLZIRII MOTORULUI ASINCRON

Încălzirea înfășurării primare și încălzirea miezului feromagnetic al statorului (care poartă înfășurarea primară) se determină din relațiile (237) și (244), cap. 1, după ce s-a precizat schema de ventilație și s-au calculat vitezele mediului de răcire în zona capetelor de bobină și în canalele radiale de răcire.

Încălzirea înfășurării secundare bobinate se determină după aceeași metodă, însă particularizată pentru cazul în care pierderile în miezul feromagnetic sînt egale cu pierderile de pulsație în dinții rotorului; astfel, factorul  $b_2$  definit de relația (241), cap. 1, se determină în ipoteza că pierderile în pachetul de tole al rotorului  $P_{Fe1}$  sînt egale cu pierderile de pulsație în dinți rotorului, calculate în baza relației (112), cap. 1.

Peitru înfășurarea în colivie se calculează încălzirea în perioada de porniren după relația (102) și încălzirea în regim staționar de funcționare, îndeosebi la colivia ale cărei bare sînt izolate de miezul feromagnetic.

#### 4.14. INDICAȚII PRIVIND CALCULUL MECANIC

La motoarele asincrone, axul, carcasa, lagărele, dispozitivele de fixare și de ridicare se dimensionează pentru a rezista la solicitările mecanice.

La dimensionarea axului se ține seama de greutatea proprie a rotorului, de forța de atracție magnetică unilaterală [dată de relația (180), cap. 1], care se exercită asupra rotorului la apariția unei excentricități și de forța care se exercită asupra capătului de ax la acționarea prin curea.





## 5. PROIECTAREA MAȘINII SINCRONE

Tema de proiectare a unei mașini sincrone cuprinde următoarele date nominale :

— puterea aparentă nominală  $S_n$  în kVA sau MVA la generatoare;  $P_n$  în kW sau în MW la motoare;  $Q_n$  în kVAR sau în MVAR la compensatoarele sincrone;

— factorul de putere  $\cos \varphi$ ;

— tensiunea între faze  $U_{bn}$  la bornele indusului (în kV sau V);

— turația  $n$  în rot/min sau numărul de poli;

— numărul de faze  $m$ ;

— frecvență  $f$  în Hz.

Puterea nominală, tensiunea nominală și turația motoarelor sincrone trifazate normale de la 100 la 1 000 kW sînt standardizate (STAS 6991-64).

La generatoarele de puteri mari se mai indică raportul de scurtcircuit și valorile limită ale principalilor parametri ai înfășurărilor (reactanța sincronă, reactanța de scăpări). La motoarele sincrone cu pornire în asincron se prescriu și caracteristicile de pornire (curentul și cuplul de pornire), precum și caracteristicile la apropierea de sincronism a rotorului (cuplul de intrare în sincronism). Pentru ca mașina sincronă să funcționeze stabil, să aibă o anumită capacitate de supraincărcare, iar curenții de scurtcircuit să nu depășească anumite limite, mașina trebuie să aibă anumiți parametri ale căror limite sînt indicate în tabela 5.1.

În temă se precizează regimul de funcționare (motor, generator, compensator); în cazul motoarelor îndeosebi se indică și regimul de lucru (de durată, de scurtă durată sau intermitent). La mașinile sincrone de puteri mari se mai indică și momentul de inerție al rotorului.

Pe baza datelor nominale, a standardelor în vigoare, a practicii de fabricație dobîndită în întreprinderile din țara noastră se cere să se elaboreze proiectul mașinii sincrone, în care să fie rezolvate problemele specificate în 1.1. În acest capitol se dau indicații de proiectare a mașinilor sincrone de construcție normală.

Valorile uzuale ale parametrilor mașinilor sincrone

Denumirea parametrului	Simbolul	Unitatea de măsură	Turbogeneratoare cu rotorul masiv	Hidrogeneratoare cu înfășurări de amortizare	Compensatoare sincrone	Motoare sincrone
Reactanță sincronă longitudinală	$x_d$	u.r.	1,1(0,95...1,45)	1,15(0,6...1,45)	1,8(1,5...2,2)	1,2(0,8...1,5)
Reactanță sincronă transversală	$x_q$	u.r.	1,08(0,92...1,42)	0,75(0,4...1)	1,15(0,95...1,4)	0,9(0,6...1,1)
Reactanță tranzitorie longitudinală	$x'_d$	u.r.	0,25(0,12...0,28)	0,37(0,2...0,5)	0,4(0,3...0,6)	0,35(0,25...1,45)
Reactanță tranzitorie transversală	$x'_q$	u.r.	0,23(0,12...0,28)	0,75(0,4...1)	1,15(0,95...1,4)	0,9(0,6...1,1)
Reactanță supratranzitorie longitudinală	$x''_d$	u.r.	0,12(0,07...0,17)	0,24(0,13...0,35)	0,25(0,18...0,38)	0,3(0,20...0,4)
Reactanță supratranzitorie transversală	$x''_q$	u.r.	0,15(0,10...0,20)	0,34(0,23...0,45)	0,30(0,23...0,43)	0,4(0,3...0,5)
Reactanță de scăpări Potier	$x_p$	u.r.	0,14(0,07...0,21)	0,32(0,17...0,4)	0,34(0,23...0,45)	—
Reactanță homopolară	$x_o$	u.r.	0,01...0,1	0,02...0,21	0,03...0,15	0,04...0,27
Rezistență înfășurării indusului	$r$	u.r.	0,003...0,008	0,003...0,015	0,004...0,01	—
Constanta de timp a înfășurării de excitație	$T_f$	s	5,6(2,8...9,2)	5,6(1,5...9,5)	9(6...11,5)	—
Constanta de timp tranzitorie	$T'_d$	s	1,1(0,4...1,8)	1,8(0,5...3,3)	2(1,2...2,8)	—
Constanta de timp supratranzitorie	$T''_d, T'''_d$	s	0,035(0,02...0,05)	0,035(0,01...0,05)	0,035(0,02...0,05)	—
Constanta de timp a componentei aperiodeice	$T_a$	s	0,2(0,04...0,35)	0,15(0,03...0,25)	0,17(0,1...0,3)	—

### 5.1. CONSTRUCȚIA MAȘINII SINCRONE

Mașinile sincrone de construcție normală au indusul în stator și inductorul în rotor (fig. 5.1); în această construcție se execută generatoarele sincrone pentru puteri până la 1 000 MVA și motoarele sincrone pentru puteri până la 20 MW. Mașinile sincrone de puteri mici până la puteri de ordinul zecilor de kVA pot avea o construcție inversată, în care indusul să fie dispus în rotor și inductorul în stator [28], [25], [9].

După construcția rotorului se deosebesc două tipuri principale de mașini sincrone :

- mașini sincrone cu polii înecați, soluție adoptată la mașinile avînd turația sincronă 3 000 rot/min și mai rar în cazul turațiilor sincrone 1 500 rot/min sau 1 000 rot/min ;

- mașini sincrone cu polii ieșiți (aparenți), soluție adoptată la mașinile cu turația până la 1 500 rot/min.

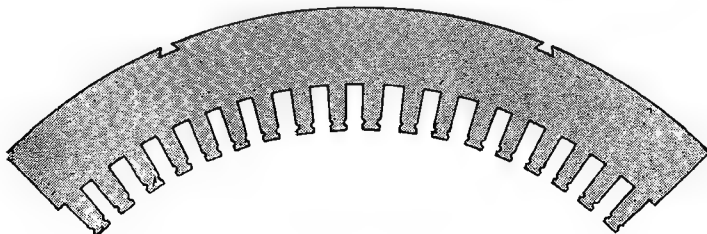
În general, mașinile sincrone se construiesc pentru a funcționa în poziție orizontală (v. fig. 5.1); mașinile sincrone de turație joasă destinate să funcționeze în centralele hidroelectrice se construiesc pentru a funcționa în poziție verticală.

*Indusul.* Miezul indusului se execută din tole silicioase de 0,5 mm grosime și izolate între ele. La mașinile cu diametrul indusului mic, tola indusului este ștanțată dintr-o singură tolă; la mașinile cu diametrul indusului mare, tola indusului este realizată din segmente (v. fig. 5.2.). Numărul de segmente de tole este determinat din condiția de a nu rezulta curenți și pierderi suplimentare în ax și lagăre.

Miezul este presat cu ajutorul unor inele platbandă dispuse frontal și fixate de carcasă; inelele se realizează din oțel nemagnetic, din cupru sau din tole de grosime 1...2 mm.

La o lungime a miezului mai mare decît 10...15 cm, se prevăd canale radiale de ventilație în indus; lărgimea canalului este de aproximativ 1 cm, iar grosimea pachetului de tole de 5...6 cm.

În miezul indusului se prevăd creștături (în general deschise), în care se așază înfășurarea indusului. Creștăturile sînt izolate. Înfășurarea indusului



5.2. Segment de tolă a miezului indusului pentru mașinile sincrone de puteri mari.

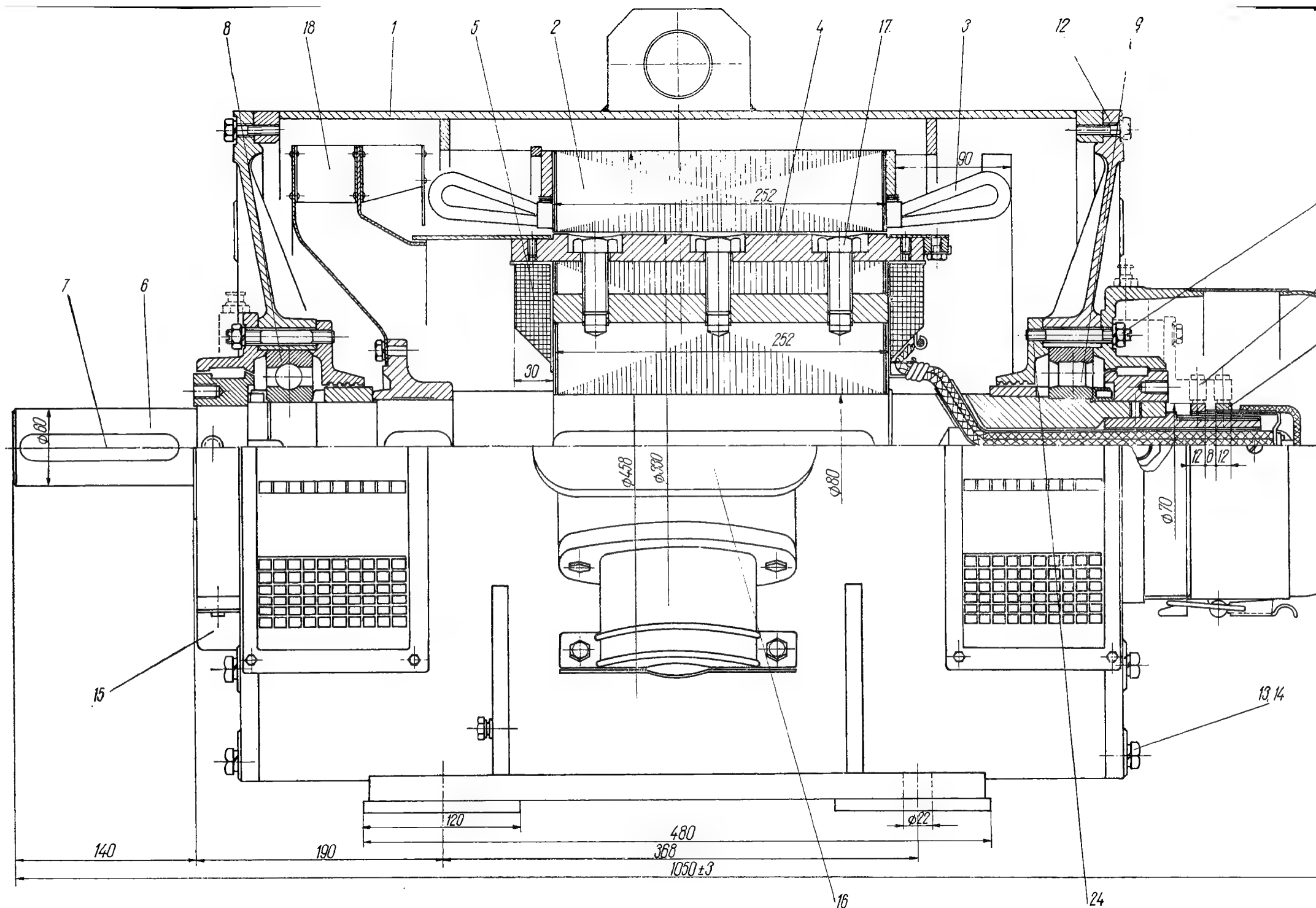
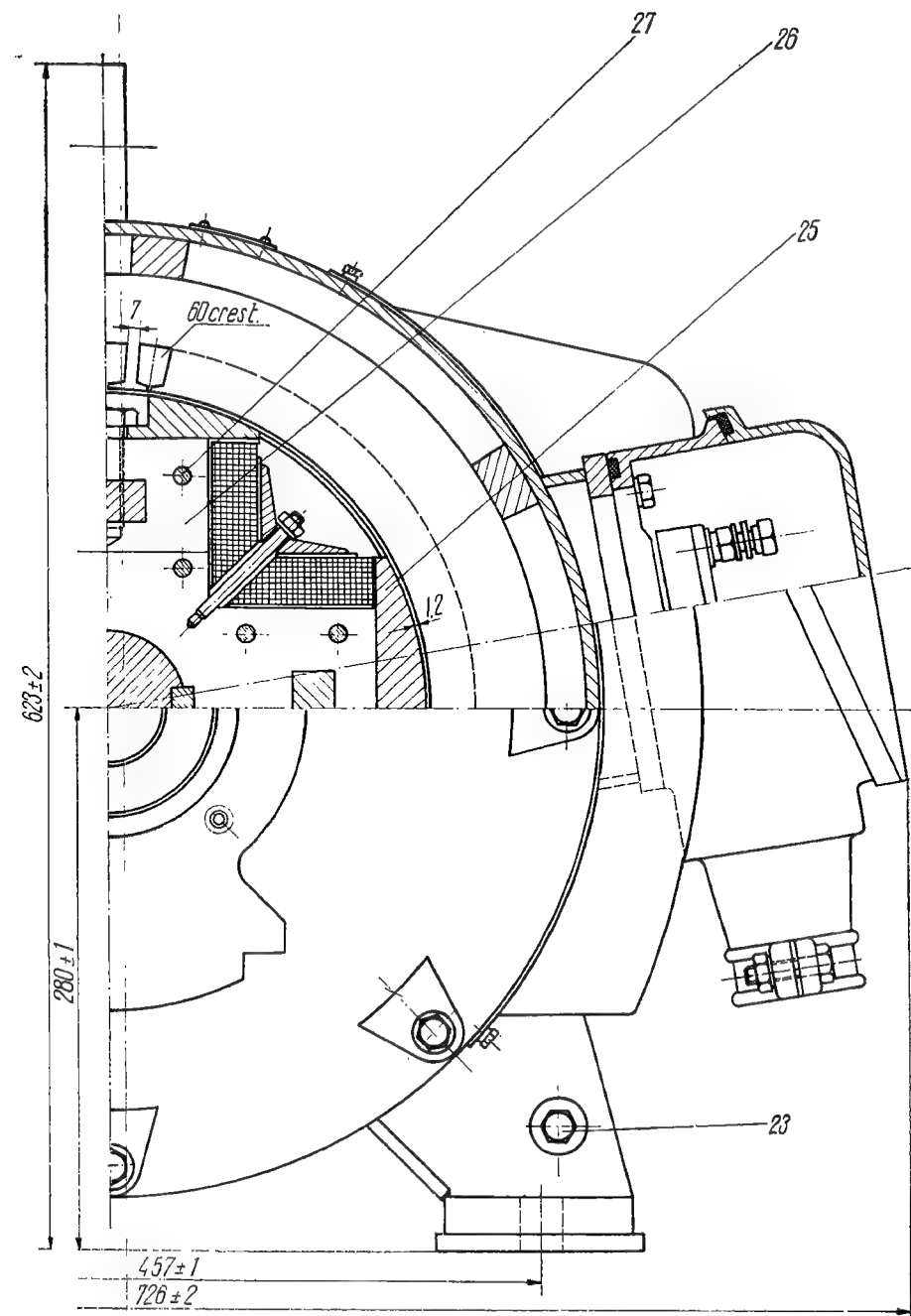
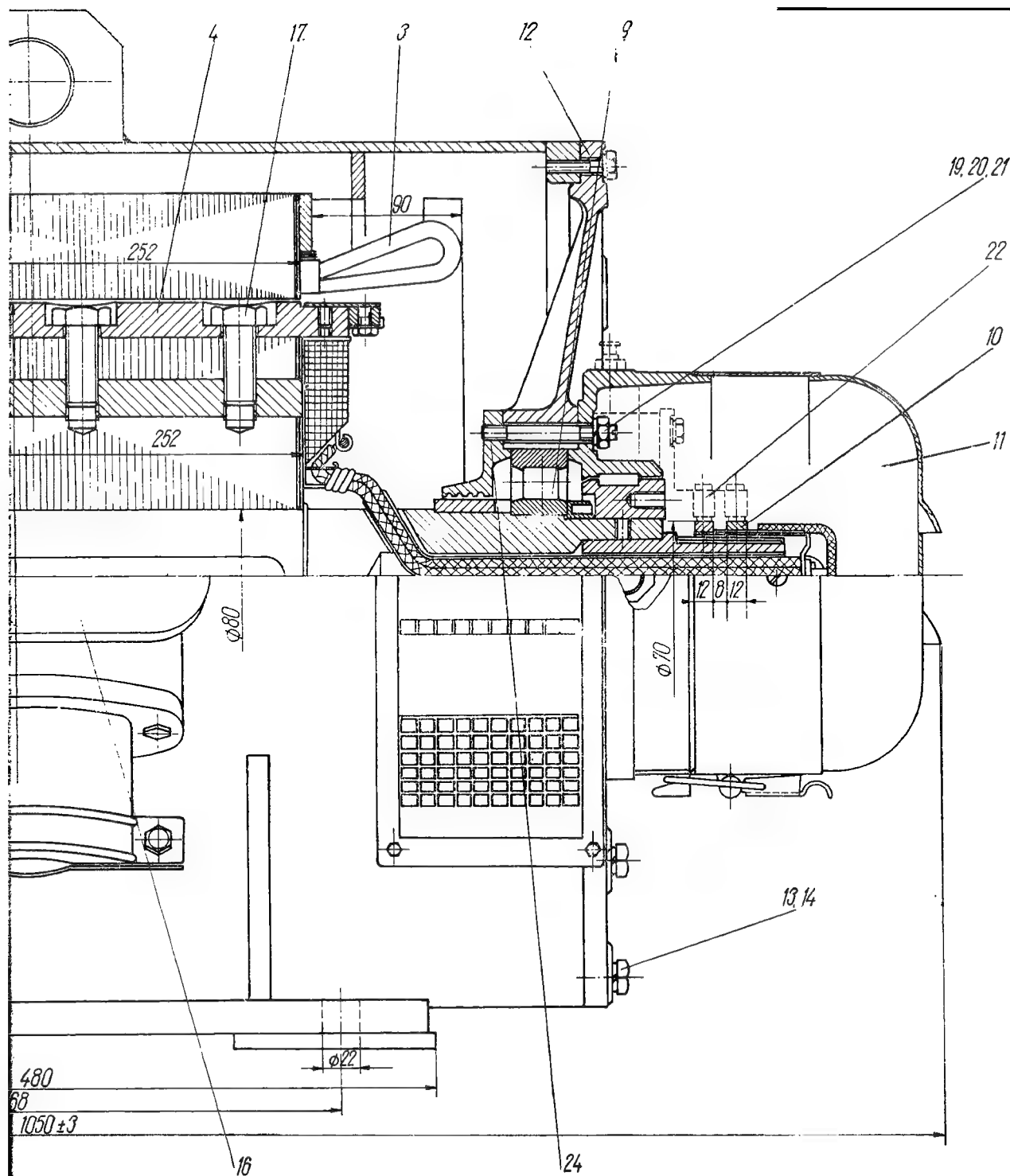


Fig. 5.1. Secțiune longitudinală și transversală printr-un generator sincron tip TS de 80 KVA. 1500<sub>rot</sub>.

1 — carcasă; 2 — miezul feromagnetic al statorului; 3 — înfășurarea statorului; 4 — rotor; 5 — bobină de excitație; 6 — ax (arbore); 7 — pană de ax A 18×11×125; 8 — rulment cu bile 314; 9 — rulment cu role 32314; 10 — inel de siguranță R 10; 11 — câpăcel exterior cu buche; 12 — cutie de borne; 13 — șurubul de fixare a piesei polare M 20×55; 14 — ventilator; 15 — hulonul de fixarea câpăcelor; 16 — inelul de siguranță R 10; 17 — piulițe de fixare a tolelor rotorului; 18 — miezul feromagnetic al rotorului; 19 — tijă de fixare a tolelor rotorului.



1. Secțiune longitudinală și transversală printr-un generator sincron tip TS de 80 KVA. 1500<sup>~</sup>rot/min, 50 Hz:

1 — șurub de fixare a plăcii; 2 — șurub de fixare a plăcii; 3 — șurub de fixare a plăcii; 4 — șurub de fixare a plăcii; 5 — șurub de fixare a plăcii; 6 — ax (arbore); 7 — pană de ax A 18×11×125; 8 — rulment cu bile 314; 9 — rulment cu role 32314; 10 — inele de contact; 11 — cutia inelelor de contact; 12 — scut; 13 — inel de siguranță R 10; 14 — șurub prindere scut M 10×35; 15 — ventilator; 16 — bulonul de fixarea căpăcelor; 17 — inelul de siguranță R 10; 18 — piulițe de fixare; 19 — port-peria cu perie; 20 — șurub de punere la pământ M 8×20; 21 — căpăcel interior; 22 — piesă polară; 23 — miezul feromagnetic al rotorului; 24 — tijă de fixare a tolelor rotorului.

se realizează sub formă de bobine prefabricate și se introduc radial în creștături. Conductoarele înfășurării se execută din cupru, izolat cu humbac, hirtie, micabandă etc., în funcție de clasa de izolație a înfășurării. La turbo-generatoare, capetele de bobină din indus sînt foarte lungi și trebuie consolidate mecanic pentru a nu se deforma sub acțiunea forțelor care se produc la scurtcircuitul brusc al mașinii.

*Inductorul.* La mașina cu polii înecați, inductorul îl formează rotorul și se realizează dintr-un cilindru masiv de oțel magnetic în care se frezează creștăturile; la mașinile de puteri mici (de ordinul kVA) inductorul se poate realiza și din tole de dinam de 0,5 sau 1 mm grosime.

La mașina cu polii ieșiți, miezul feromagnetic al inductorului se realizează din oțel magnetic masiv sau din tole, la fel ca în cazul mașinii de curent continuu. La motoarele sincrone cu pornire în asincron și avînd lungimea arcului polar al piesei polare sub 25—30 cm, se prevede o înfășurare de pornire în formă de colivie și dispusă în piesele polare. La mașina de construcție normală (cu inductorul în rotor) polii sînt fixați de butucul roții polare prin coadă de rîndunică, buloane etc. (fig. 5.3). În cazul în care miezul polului formează corp comun cu butucul, piesele polare se construiesc separat și se fixează de miezul polului prin buloane.

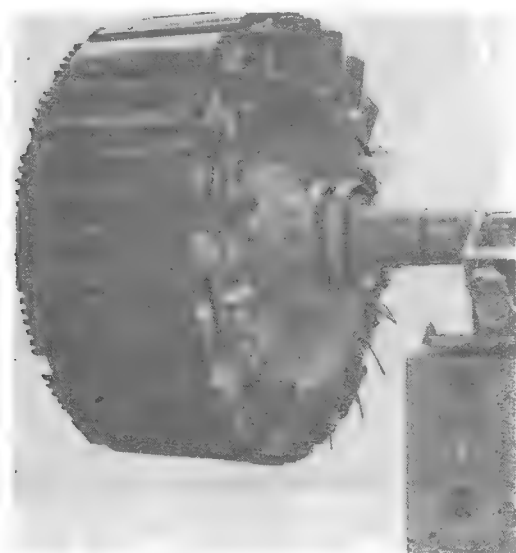
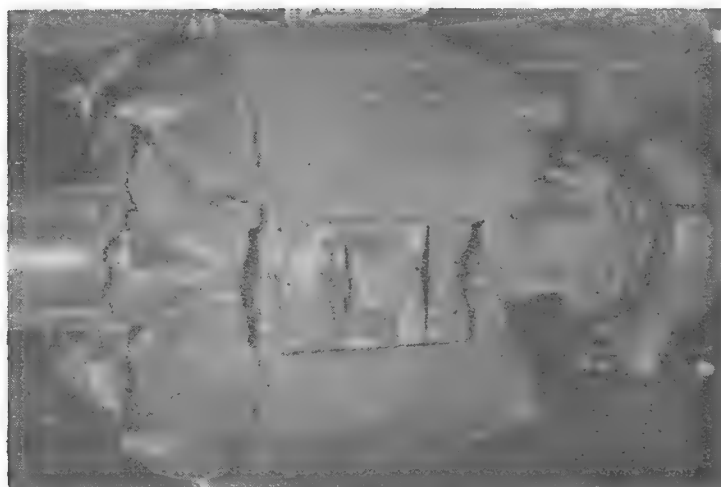
La mașina de construcție inversată (cu inductorul în stator) polii inductori se fixează de carcasă prin buloane.

Înfășurarea de excitație este repartizată în creștături la mașina cu polii plini; la mașina cu polii ieșiți înfășurarea de excitație se construiește de tip concentrat, sub formă de bobine polare și este așezată pe polii inductori. Conductorul înfășurării de excitație este din cupru, iar spirele sînt izolate cu humbac, hirtie, preșpan sau micabandă.

La mașina de construcție normală, capetele înfășurării de excitație sînt racordate la sistemul de excitație (la mașinile sincrone cu excitație statică) sau se conectează la două inele, așezate pe ax; pe inele calcă două sau mai multe perii racordate prin conductoare la sistemul de excitație dispus în exteriorul inductorului. La mașina de construcție inversată capetele înfășurării de excitație se conectează la bornele înfășurării de excitație prevăzute la cutia de borne.

## 5.2. CALCULUL DIMENSIUNILOR PRINCIPALE

Dimensiunile principale ale mașinii sincrone, diametrul  $D$  al indusului de partea întrefierului și lungimea ideală  $l_i$  se calculează în funcție de puterea electromagnetică nominală aparentă pe pol; la turboalternatoare și hidro-generatoare de puteri mari ( $S_n \geq 10$  MVA) — viteza periferică fiind limitată de caracteristicile mecanice ale materialelor utilizate, — diametrul rotorului este limitat superior [23,] [24].

*a**b*

5.3. Diferite construcții ale rotorului mașinii sincrone cu poli ieșiți:  
*a* — poli fixați prin buloane; *b* — poli fixați prin coadă de rîndunică.

a. **Puterea electromagnetică aparentă**  $S_i$ , **tensiunea electromotoare**  $U_{e1}$  și **numărul de poli**  $2p$ . *Puterea electromagnetică aparentă* a generatoarelor sincrone se determină din puterea aparentă

$$S_i \equiv m U_{e1} I = S_n \frac{U_{e1}}{U_{b1}}. \quad (1)$$

Curentul nominal  $I$  pe fază se determină în funcție de puterea mașinii și de tensiunea la borne  $U_{b1}$  pe fază :

— la generatoare :

$$I = \frac{S_n}{m U_{b1}}; \quad (2)$$

— la motoare :

$$I = \frac{P_n}{m U_{b1} \eta \cos \varphi}. \quad (3)$$

În figura 5.4 este reprezentat randamentul turboalternatoarelor și randamentul motoarelor sincrone în funcție de puterea nominală, la mașini construite.

*Tensiunea electromotoare*  $U_{e1}$  pe fază, în ipoteza că se neglijează componenta activă a căderii de tensiune  $RI$  din înfășurarea indusului, iar mașina debitează o putere reactivă la rețea, rezultă din relația :

$$U_{e1} \approx U_{b1} + X I \sin \varphi \quad (4)$$

sau

$$\frac{U_{e1}}{U_{b1}} \approx 1 + \frac{x_\sigma I}{U_{b1}} \sin \varphi; \quad (5)$$

se aproximează căderea de tensiune inductivă din înfășurarea indusului (produsă de fluxul de scăpări,  $X_\sigma$  fiind reactanța de scăpări pe fază a înfășurării) raportată la tensiunea la borne  $U_{b1}$  astfel :

$$\frac{X_\sigma I}{U_{b1}} \approx 0,12 \dots 0,2; \quad (6)$$

ulterior, după ce s-a dimensionat înfășurarea, se verifică această cădere de tensiune. În ipoteza că  $\frac{X_\sigma I}{U_{b1}} \approx 0,15$ , iar  $\cos \varphi \approx 0,8$  din relațiile (5) și (1), rezultă  $S_i = 1,09 S_n$ .

*Numărul de perechi de poli* ai mașinii sincrone rezultă din relația :

$$p = \frac{f}{n}, \quad (7)$$

în care  $f$  este frecvența tensiunii induse în Hz, iar  $n$  — turația sincronă în rot/s.



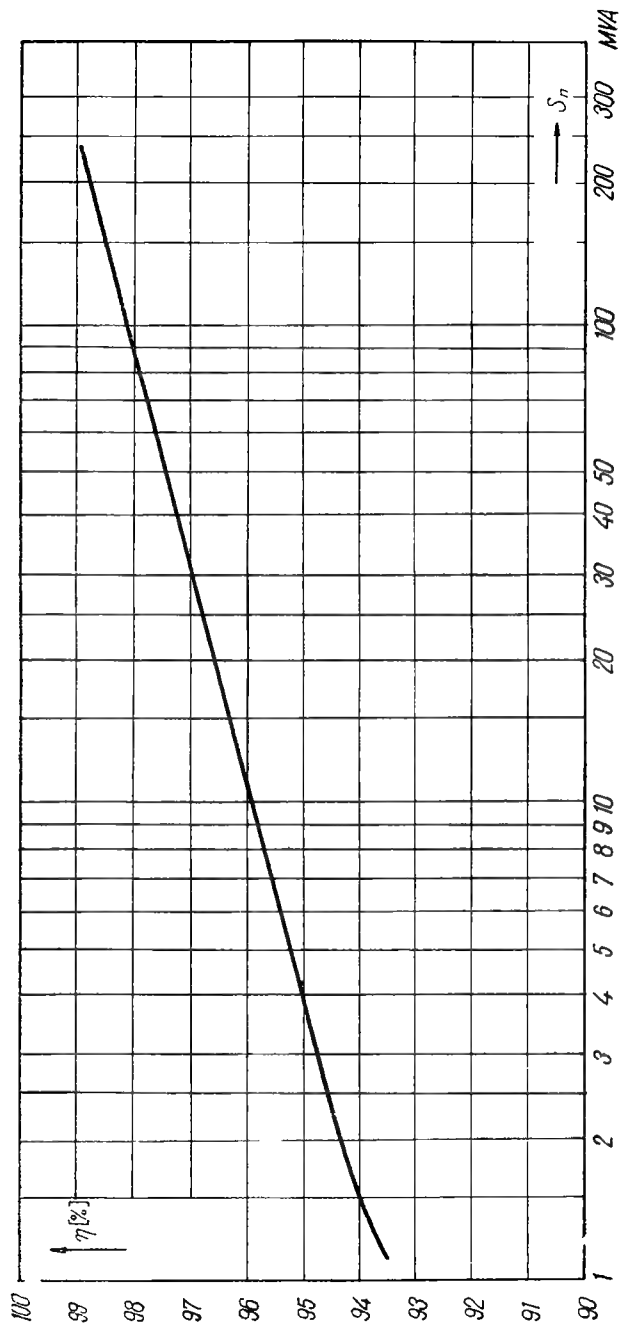


Fig. 5.4. Randamentul  $\eta$  în funcție de puterea nominală  $S_n$  la mașini sincrone construite.

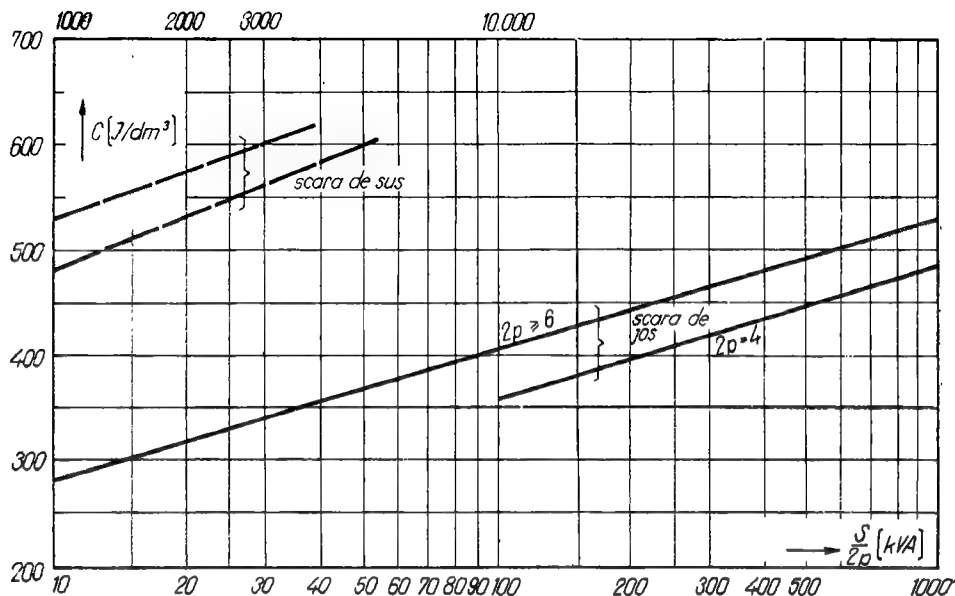


Fig. 5.5. Constanta de utilizare  $C$  a mașinilor sincrone în funcție de puterea nominală pe pol  $\frac{S}{2p}$ .

b. **Diametrul  $D$  și lungimea ideală  $l_i$ .** Între diametrul  $D$  al indusului măsurat de partea întrefierului, lungimea ideală  $l_i$  a indusului și puterea electromagnetică aparentă  $S_i$  rezultă și în cazul mașinii sincrone, relația :

$$S_i = \frac{\pi^3 \sqrt{2}}{4} n_1 D^2 l_i v_{w1} \frac{\alpha_i k_B}{1,11} AB_{\delta 1}, \quad (8)$$

obținută pe aceeași cale ca în cazul mașinii asincrone [vezi relațiile (8), (9), (10) din 4.2, b]; din această relație rezultă că volumul  $\frac{\pi D^2 l_i}{4}$  depinde numai de puterea electromagnetică, turația sincronă, solicitările electrice și magnetice și tipul constructiv de mașină (prin factorul de înfășurare  $k_{w1}$  și factorul de putere  $\cos \varphi$ ).

Efortul tangențial mediu  $\sigma$  are și în acest caz expresia (11) din 4.2; constanta de utilizare a mașinii

$$C = \frac{S_n}{D^2 l_i n}, \quad (9)$$

exprimată în funcție de puterea aparentă nominală este reprezentată grafic în figura 5.5. Cu valoarea lui  $C$  dedusă din figura 5.5, în funcție de puterea pe pol, relația (9) cuprinde numai necunoscutele  $D$  și  $l_i$ .

La mașinile de puteri mari, viteza periferică limită  $v_{max}$  reprezintă o condiție restrictivă.

Viteza periferică a rotorului este limitată de solicitările mecanice admisibile care se produc în rotor.

La turbogeneratoarele sincrone de puteri foarte mari, viteza periferică limitată este sub 170 m/s, iar la hidrogeneratoare, viteza periferică limită în regimul nominal este în jur de 50 m/s. În acest caz, diametrul maxim al rotorului rezultă din relația :

$$D_r = \frac{v_{max}}{\pi n}; \quad (10)$$

se aproximează apoi lărgimea întrefierului în funcție de puterea mașinii (pentru mașini de puteri pînă la 1 000 kVA, lărgimea întrefierului este pînă la 1 cm). În funcție de diametrul rotorului  $D_r$  și lărgimea întrefierului  $\delta$  se calculează diametrul interior al indusului, după relația :

$$D = D_r + 2\delta. \quad (11)$$

Din relația (9) se determină apoi lungimea ideală  $l_i$  a mașinii.

La *mașinile de puteri mici și mijlocii*, viteza periferică a rotorului are o valoare în general sub valoarea limită admisibilă; în acest caz dimensiunile principale ale mașinii se determină din relația (9) și relația :

$$\frac{l_i}{\tau} = \lambda, \quad (12)$$

în care valoarea lui  $\lambda$  este determinată din condiția ca volumul de conductor al înfășurărilor din indus și inductor (v. par. 2.3, a  $\gamma$ ) să fie minim. Valorile optime pentru parametrul  $\lambda$  sînt cuprinse între 0,5 și 2, funcție de numărul de poli  $p$ ; astfel:

$$\lambda_{optim} \approx 0,5\sqrt{p}. \quad (13)$$

La *mașinile sincrone cu moment de inerție dat*, diametrul rotorului se determină din momentul de inerție, dacă viteza periferică nu reprezintă o condiție restrictivă. Expresia momentului de inerție  $\theta$  este :

$$\theta = \frac{\pi D^4}{64} \gamma l_i, \quad (14)$$

în care  $\gamma$  este densitatea rotorului. Din relațiile (9), (11) și (14) se determină diametrul  $D_r$  al rotorului, diametrul statorului și lungimea ideală  $l_i$  a mașinii.

În funcție de lungimea ideală se precizează numărul de canale radiale de răcire din indus și se determină lungimea geometrică a miezului feromagnetic al mașinii. La mașina sincronă, lungimea geometrică a miezului inductor se ia aproximativ egală cu lungimea geometrică a miezului feromagnetic din indus.

### 5.3. SOLICITĂRILE ELECTRICE ȘI MAGNETICE ÎN MAȘINA SINCRONĂ

În mașina sincronă solicitările electrice și magnetice (pătura de curent din indus, densitățile de curent, inducțiile magnetice în întrefier — în dinții indusului — în miezul polilor inductor și în juguri) sunt determinate de caracteristicile de funcționare, de pierderi, de randament, de prețul de cost al mașinii și de posibilitățile tehnice de răcire și de execuție.

*Inducția magnetică în întrefier* are valori mai reduse la mașina sincronă, pentru a rezulta o înfășurare de excitație care să poată fi dispusă în spațiul disponibil din inductor; de valoarea inducției magnetice în întrefier depind și valorile inducțiilor în dinți, în poli și în juguri. Valorile inducției în întrefier, sunt mai mari la mașinile cu polii ieșiți decât la mașinile cu polii înecați, fiindcă la primele spațiul disponibil pentru înfășurarea de excitație este mai mare. Valorile inducției în întrefier la mașini sincrone construite sunt:

- la mașinile cu polii înecați:  $0,5 \leq B_{\delta 1} \leq 0,8 \text{ T}$ ;
  - la mașinile cu polii ieșiți:  $0,6 \leq B_{\delta 1} \leq 0,9 \text{ T}$ .
- (15)

În figura 5.6 este reprezentată inducția magnetică în întrefier în funcție de puterea mașinii.

*Valorile inducției magnetice în dinți și în juguri* sunt dependente de factorul de putere nominal al mașinii; la mașinile construite pentru  $\cos \varphi = 0,7 \dots 0,8$  valorile inducției în diferitele zone ale miezului sunt:

- în jugul indusului... 1... 1,4 T;
- în dinții indusului (valoarea aparentă maximă)... 1,6...2 T;
- în polii ieșiți ... 1,2...1,45 T;
- în jugul inductor (din tole sau oțel turnat) la mașina cu polii ieșiți... 1...1,35 T;
- în dinții inductorului la mașina

- cu polii înecați  $\left\{ \begin{array}{l} \text{— dinți înguști... 1,8... 2,2 T;} \\ \text{— dinți mari... 1,4...1,7 T;} \end{array} \right.$

- în jugul inductor la mașina cu polii înecați ...1...1,5 T.

La mașinile fără forțarea excitației, la mașinile care funcționează cu factor de putere  $\cos \varphi \approx 1$  respectiv la mașinile mari, valorile inducției se aleg spre limitele superioare.

*Pătura de curent* are valori mai ridicate la mașinile sincrone cu polii ieșiți, condițiile de răcire fiind mai bune și la mașinile sincrone cu răcire directă; limitele valorilor păturilor de curent sunt următoarele:

- la mașinile cu polii înecați răcite cu aer:  $200 \leq A \leq 350 \text{ A/cm}$ ;
- la mașinile cu polii ieșiți:  $300 \leq A \leq 550 \text{ A/cm}$ ;
- la mașinile de puteri foarte mari cu răcire directă:  $400 \leq A \leq 2000 \text{ A/cm}$ .

De pătura de curent depinde reactanța de scăpări a mașinii, care, la rindul său, limitează curentul de scurtcircuit supratranzitoriu prin mașină;

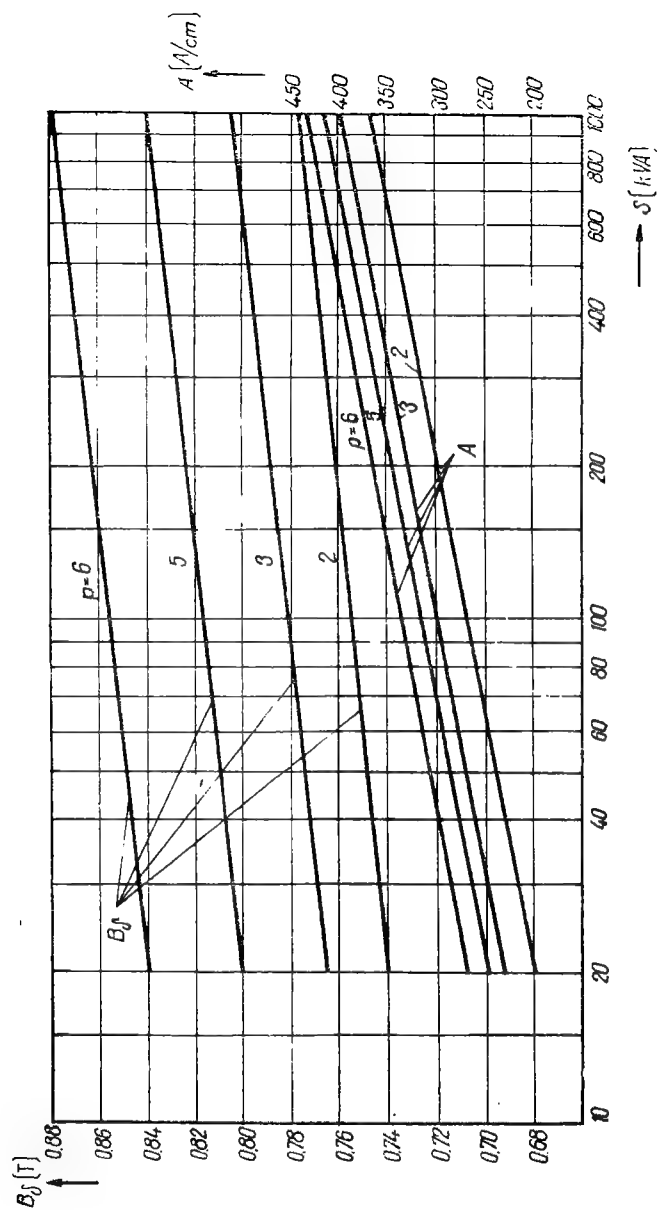


Fig. 5.6. Inducția magnetică în întrefier și pătura de curent în funcție de puterea mașinii.

reactanța de scăpări (în unități relative), este limitată la valoarea 0,13...0,15 și variază proporțional cu pătura de curent.

În figura 5.6 este reprezentată pătura de curent în funcție de puterea mașinii.

*Densitatea de curent* în înfășurările indusului mașinii sincrone se determină astfel încît căderea de temperatură în stratul de izolație dintre conductor și creștătură să nu depășească  $\vartheta_{iz} \approx 25...30^\circ\text{C}$  (în funcție de clasa de izolație). Încălzirea stratului de izolație este dată de relația:

$$\vartheta_{iz} = \frac{k_u \rho J^2 b_c}{2\lambda_{iz}} \Delta_{iz}; \quad (18)$$

în care:

- $\Delta_{iz}$  este grosimea izolației;
- $\lambda_{iz}$  — conductivitatea termică a izolației;
- $b_c$  — lărgimea creștăturii;
- $k_u$  — factorul de umplere al creștăturii (egal cu 0,3...0,5 pentru conductor de cupru);
- $\rho$  — rezistivitatea conductorului.

Din această relație se calculează densitatea de curent:

$$J = \sqrt{\frac{2\vartheta_{iz} \lambda_{iz}}{\rho b_c \Delta_{iz} k_u}}. \quad (19)$$

Pentru înfășurări din cupru ( $\rho \approx 0,02 \Omega \text{ mm}^2/\text{m}$ ) cu izolația de clasa B (cu  $\lambda_{iz} = 0,17 \text{ W/m}^\circ\text{C}$ ), cu  $\Delta_{iz} = 1,5 \text{ mm}$  (pentru mașini pînă la 500 V), cu  $k_u = 0,5$  și  $\vartheta_{iz} = 25^\circ\text{C}$  rezultă la  $b_c = 2 \text{ cm}$

$$J = \sqrt{\frac{2 \cdot 25 \cdot 0,17}{0,02 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{-2} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5}} \text{ A/m}^2 \approx 5,3 \text{ A/mm}^2. \quad (20)$$

Astfel, densitatea de curent are următoarele valori:

- în înfășurările de joasă tensiune din indus .....  $J = 4...6 \text{ A/mm}^2$ ;
- în înfășurări de înaltă tensiune din indus .....  $J = 2...3 \text{ A/mm}^2$ ;
- în înfășurările de excitație .....  $J = 2,5 ... 4 \text{ A/mm}^2$ .

Densitatea de curent în înfășurarea indusului se poate determina și din condiția ca pierderile  $p_{sl}$  pe unitatea de suprafață laterală a indusului de partea întrefierului să fie sub  $50 \text{ W/dm}^2$  — la mașinile foarte bine ventilate — și sub  $20 ... 36 \text{ W/dm}^2$  la mașinile ventilate normal; pierderile pe unitate de suprafață laterală  $p_{sl}$  sînt:

$$p_{sl} = \frac{P_{Jc}}{\pi D l} = \frac{2m\varphi\omega J^2 l s_c}{\pi D l} = \rho J A, \quad (21)$$

în care s-a ținut seama că  $J s_c = I$ , iar  $A = \frac{2m\omega l}{\pi D}$ ; pentru conductor de cupru și  $A = 500 \text{ A/cm}$ , rezultă:

$$J \leq \frac{p_{sl}}{\rho A} = \frac{50 \cdot 10^3}{0,02 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^3} \cdot 10^{-6} \text{ A/m}^2 = 5 \text{ A/mm}^2.$$

În consecință, produsul  $JA$  trebuie să satisfacă condițiile :

$$\begin{aligned} 1\,000 &\leq JA \leq 1\,800 \text{ A/mm}^2 \text{ A/cm la mașinile ventilate normal;} \\ JA &\leq 2500 \text{ A/mm}^2 \text{ A/cm la mașinile foarte bine ventilate.} \end{aligned} \quad (22)$$

#### 5.4. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII INDUSULUI

La mașinile sincrone de puteri mijlocii și mari, înfășurarea indusului se execută de obicei în două straturi, iar calculul lor se efectuează după relațiile prezentate în 4.5, *a* la mașina asincronă. Diminuarea armonicilor din curba cîmpului magnetic, respectiv din curba tensiunii electromotoare induse, reprezintă o problemă de care se ține seama la alegerea tipului de înfășurare. În continuare se prezintă îndeosebi particularitățile de calcul ale înfășurărilor turbogeneratoarelor, respectiv hidrogeneratoarelor.

*La turbogeneratoare*, numărul de creștături pe pol și fază are valoarea  $q = 6...8$ ; înfășurarea se execută în două straturi, iar capetele de bobină se dispun în coroană (după o suprafață conică), în vederea reducerii pierderilor suplimentare în piesele de stringere ale miezului. Înfășurarea se execută cu pas scurtat, de obicei  $Y = 0,82\tau$ , pentru a se micșora factorul de înfășurare al armonicilor, consumul de material conductor și pierderile de suprafață din rotor.

Pasul creștăturilor indusului la turbogeneratoarele trifazate este cuprins între limitele :  $3 \leq t_1 \leq 7$  cm; raportul dintre lărgimea creștăturii și pasul creștăturii — determinat din condiția ca valoarea maximă a inducției aparente în dinte să nu depășească limita admisibilă — are valoarea  $\frac{b_c}{t_1} = 0,4...0,5$ .

Înălțimea creștăturii variază în limite largi de la 3 cm, la mașinile de puteri mici, pînă la 16 cm la turbogeneratoarele mari, iar raportul dintre înălțimea și lărgimea creștăturii are valoarea :

$$\frac{h_c}{b_c} = 3...4 \text{ la mașinile de puteri mijlocii;}$$

$$\frac{h_c}{b_c} = 7...8 \text{ la turbogeneratoarele mari.}$$

*La hidrogeneratoare*, înfășurarea se execută fie într-un strat, capetele de bobină fiind dispuse în etaje, fie în două straturi cu număr întreg, respectiv fracționar (pentru  $q < 4$ ) de creștături pe pol și fază. Numărul de căi de curent în paralel se alege în funcție de curentul pe fază. La înfășurarea cu număr fracționar de creștături pe pol și fază, factorii de înfășurare corespunzători armonicilor sînt mai mici decît în cazul înfășurării cu  $q$  întreg. La alegerea numărului de creștături pe pol și fază trebuie să se țină seamă de faptul că statoarele de diametru mare se execută secționare (în două sau mai multe părți), pentru a se ușura transportul, respectiv montajul lor.

Din condiția ca numărul de bobine pe fază și pe calea de curent să fie același, rezultă la înfășurările într-un strat, ecuația

$$\frac{Z}{2ma} = \text{număr întreg}, \quad (23)$$

$a$  fiind numărul de căi de curent; pentru  $a = 1$  rezultă că  $pq = \text{număr întreg}$ .

Pentru ca tensiunile electromotoare rezultante induse pe fază să fie defazate cu  $\frac{2\pi}{m}$  și egale, trebuie ca:

$$\frac{Z}{mt} = \text{număr întreg}, \quad (24)$$

$t$  fiind cel mai mare divizor comun al numărului de perechi de poli  $p$  și al numărului de creștături  $Z$ ;  $t$  este egal cu numărul de raze suprapuse care se obțin la construirea stelei tensiunilor creștăturilor.

Înfășurările cu  $q$  fracționar se pot construi numai pentru numere de poli diferite de un multiplu întreg al numărului de faze.

Deoarece trebuie să fie îndeplinită condiția  $pq = \text{număr întreg}$ , rezultă că pentru  $p$  impar, cel mai mare divizor comun al lui  $Z$  și  $p$  este  $t = 1$ . Înfășurarea se comportă ca o înfășurare care ar avea  $\frac{Z}{2m} = \gamma$  creștături pe poli și fază. Când  $\gamma$  este impar, toate bobinele unei faze trebuie conectate în serie, iar înfășurarea se execută cu o singură cale de curent. Dacă  $\gamma$  este par, înfășurarea se poate construi cu două căi de curent. Factorul de înfășurare se calculează considerind că înfășurarea ar avea  $\gamma$  creștături pe poli și fază.

Dacă  $p$  este un număr par, atunci cel mai mare divizor comun al lui  $Z$  și  $p$  este 2, iar  $\gamma = \text{număr impar}$ . În consecință, toate bobinele unei faze se conectează în serie ( $a = 1$ ). Factorul de înfășurare se calculează din raportul t.e.m. rezultante — determinată grafic din steaua tensiunilor creștăturilor — și suma algebrică a tensiunilor induse în bobine.

Pasul creștăturilor la mașinile cu poli aparenti este cuprins între limitele

$$2,5 \leq t_1 \leq 6,5 \text{ cm};$$

raportul dintre înălțimea și lărgimea creștăturii este  $\frac{h_c}{b_c} = 3 \dots 6$ , iar înălțimea creștăturii este  $h_c = 3 \dots 10 \text{ cm}$ .

Înfășurările mașinilor sincrone se execută uzual cu conductor din cupru; numărul de spire, secțiunea conductorului și dimensiunile creștăturii se determină după relațiile (30), (36), și (38), cap. 4.

În cazul în care aria secțiunii conductorului depășește  $30 \text{ mm}^2$ , înfășurarea se execută cu mai multe conductoare în paralel izolate între ele și transpuse în vederea micșorării pierderilor suplimentare.

Inductivitatea de scăpări și rezistența pe fază a înfășurării se calculează după relațiile din 1.3.2,  $b$  și 1.3.3.3.



### 5.5. LĂRGIMEA ÎNTREFIERULUI; DIMENSIUNILE PRINCIPALE ALE INDUSULUI ȘI INDUCTORULUI

La mașina sincronă, *lărgimea întrefierului echivalent* se determină din condiția ca mașina să aibă o anumită reactanță sincronă longitudinală; de reactanța sincronă depinde stabilitatea statică a mașinii, capacitatea de supra-sarcină, curentul de scurtcircuit în regim permanent și dimensiunile înfășurării de excitație. Valorile uzuale ale reactanței sincrone longitudinale sînt date în tabela 5.1, pentru fiecare tip de mașină sincronă.

Reactanța sincronă longitudinală  $x_d$  este egală cu suma reactanței de scăpări  $x_\sigma$  și a reactanței longitudinale  $x_{ad}$  (corespunzătoare fluxului de reacție din axa longitudinală):

$$x_d = x_\sigma + x_{ad}; \quad (24)$$

aproximînd pe  $x_\sigma = 0,06 x_{ad}$  rezultă:

$$x_{ad} = \frac{1}{1,06} x_d. \quad (25)$$

Prin urmare, pentru o valoare dată a reactanței sincrone longitudinale  $x_d$ , rezultă o anumită valoare, pentru reactanța longitudinală  $x_{ad}$ .

Reactanța longitudinală  $x_{ad}$  în unități relative are expresia:

$$x_{ad} = \frac{X_{ad}}{U_{bn}/I_n}; \quad (26)$$

$X_{ad}$ ,  $U_{bn}$  și  $I_n$  se exprimă în funcție de dimensiunile mașinii astfel:

$$X_{ad} = 2\pi f \frac{m}{2} \frac{4}{\pi} \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{2\delta'} \frac{(\omega k_w)^2}{p} k_d \tau l_i, \quad (27)$$

$$U_{bn} = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} \tau l_i \omega k_w B_{\delta 1}, \quad (28)$$

$$I_n = \frac{2p\tau A}{2m\omega}, \quad (29)$$

în care  $\delta'$  este lărgimea întrefierului mașinii echivalente, cu armăturile netede și permeabilitatea magnetică a miezului infinită (corespunzătoare mașinii nesaturate).

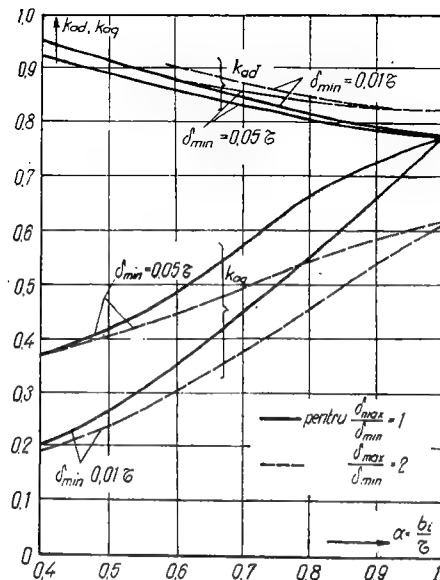
Înlocuind pe  $X_{ad}$ ,  $U_{bn}$  și  $I_n$  în expresia reactanței  $x_{ad}$ , rezultă:

$$x_{ad} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \frac{k_d k_w}{\delta'} \frac{A}{B_{\delta 1}} \tau. \quad (30)$$

Din relația de mai sus rezultă lărgimea echivalentă a întrefierului:

$$\delta' = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \frac{k_d k_w}{x_{ad}} \frac{A}{B_{\delta 1}} \tau; \quad (31)$$

Fig. 5.7. Factorii  $k_{ad}$  și  $k_{aq}$  în funcție de acoperirea polară.



Fie  $k_f = \frac{B_{\delta 1}}{B_\delta}$  — factorul de formă al cîmpului inductor (definit ca raportul dintre fundamentala cîmpului  $B_{\delta 1}$  și valoarea maximă a cîmpului  $B_\delta$  în întrefier), iar  $k_{ad} = \frac{k_d}{k_f}$  — factorul de raportare după axa longitudinală; cu aceste notații, relația (31) devine :

$$\delta' = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \frac{k_{ad} k_w}{x_{ad}} \frac{A}{B_\delta} \tau. \quad (32)$$

Valoarea factorului  $k_{ad}$  rezultă din figura 5.7, în care s-au reprezentat curbele  $k_{ad}$  și  $k_{aq}$  în funcție de acoperirea polară  $\alpha$  pentru diferite valori ale parametrilor  $\frac{\delta_{min}}{\tau}$  și  $\frac{\delta_{max}}{\delta_{min}}$ .

Lărgimea întrefierului real se calculează raportînd lărgimea întrefierului echivalent la factorul Carter :

$$\delta = \frac{\delta'}{k_C} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \frac{k_{ad} k_w}{x_{ad}} \frac{1}{k_C} \frac{A}{B_\delta} \tau, \quad (33)$$

în care  $k_C$  este factorul Carter [relația (11) din 1.2, b] egal cu produsul factorilor Carter  $k_{C1}$  și  $k_{C2}$  pentru indus și inductor, dacă ambele armături sînt crestate.

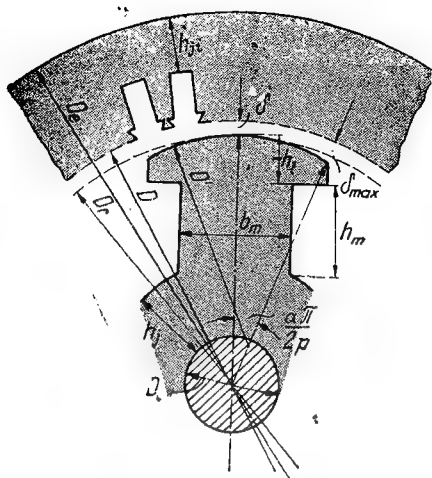


Fig. 5.8. Schița piesei polare la mașina cu întrefier variabil.

La hidrogenatoare cu întrefierul constant sub piesa polară, în ipoteza că:  $x_{ad} = 0,65$ ,  $k_C = 1,1$ ,  $k_w = 0,91$ ,  $\alpha = 0,72$ , și  $k_{ad} = 0,84$  rezultă:

$$\delta \approx 0,6 \frac{A}{B_\delta} \tau \text{ cm}, \quad (34)$$

cu  $A$  în  $\frac{A}{\text{cm}}$ ,  $\tau$  în cm iar  $B_\delta$  în Gs.

La turbogeneratoare, în ipoteza că  $x_{ad} = 1,5$ ,  $k_C = 1,15$ ,  $k_w = 0,925$  și  $k_{ad} = 1$  rezultă:

$$\delta \approx 0,3 \frac{A}{B_\delta} \tau \text{ cm}, \quad (35)$$

cu aceleași unități de măsură pentru  $A$ ,  $\tau$  și  $B_\delta$  ca mai sus.

La mașinile sincrone cu polii ieșiți, lărgimea întrefierului la marginile piesei polare se construiește mai mare (v. fig. 5.8) încît:

$$\delta_{max} = (1,5 \dots 2,5) \delta, \quad (36)$$

pentru a rezulta o curbă a cîmpului magnetic cît mai apropiată de o sinusoidă; în acest caz, lărgimea întrefierului în axa piesei polare se determină după relația:

$$\delta \approx (0,4 \dots 0,45) \frac{A}{B_\delta} \tau \text{ cm}, \quad (37)$$

cu  $A$ ,  $\tau$  și  $B_\delta$  în unitățile de măsură ca mai sus.

Diametrul exterior al indusului mașinii sincrone de construcție normală se calculează după relația:

$$D_e = D + 2h_c + 2h_{ji}, \quad (38)$$

în care înălțimea creștăturii  $h_c$  s-a determinat odată cu dimensionarea creștăturii, iar  $h_{ji}$  se calculează din relația :

$$h_{ji} = \frac{\Phi}{2B_{ji}l_m}; \quad (39)$$

$l_m$  — lungimea netă a miezului feromagnetic — se calculează în funcție de lungimea geometrică  $l_g$  a indusului, factorul de umplere  $k_{Fe}$  (v. tabela 3.4), numărul de canale radiale  $n_c$  și lărgimea lor  $b_c$  :

$$l_m = k_{Fe}(l_g - n_c b_c). \quad (40)$$

*Diametrul exterior  $D_r$  al inductorului* rezultă din relația :

$$D_r = D - 2\delta; \quad (41)$$

la mașina cu polii ieșiți și întrefier neuniform, piesa polară se înscrie în cercul de diametru  $D'$  (v. fig. 5.8) calculat după relația :

$$D' = \frac{(D - 2\delta_{max})^2 + (D - 2\delta_{min})^2 - 2(D - 2\delta_{min})(D - 2\delta_{max}) \cos \frac{\alpha\pi}{2p}}{2(D - 2\delta_{min}) - 2(D - 2\delta_{max}) \cos \frac{\alpha\pi}{2p}}, \quad (42)$$

în care  $\alpha$  este acoperirea polară, a cărei valoare se ia aproximativ egală cu 0,7...0,8.

*Diametrul interior al inductorului* la mașina cu polii ieșiți se calculează după relația :

$$D_i = D - 2\delta - 2h_t - 2h_m - 2h_j. \quad (43)$$

Înălțimea piesei polare  $h_t$  se determină după relația (69), cap. 2 stabilită din condiția ca inducția magnetică în cornul piesei polare să nu depășească o anumită valoare; la motoarele sincrone prevăzute cu înfășurare de pornire, se dimensionează mai întâi colivia de pornire (v. 5.8).

Lățimea polului  $b_m$  se calculează după relația (68), cap. 1.

Înălțimea  $b_m$  a polului inductor se determină mai întâi aproximativ astfel încît în spațiul liber dintre poli să poată fi dispusă înfășurarea de excitație. În figura 5.9 sînt reprezentate curbe pentru predeterminarea înălțimii  $h_m$  a polului inductor la mașina cu polii ieșiți și înălțimea  $h_c$  a creștăturii rotorului (la mașina cu poli înecați). Diametrul interior al inductorului mașinii cu poli înecați se calculează după relația :

$$D_i = D - 2\delta - 2h_c - 2h_j. \quad (44)$$

Înălțimea jugului inductor  $h_j$  se determină astfel încît inducția magnetică  $B_j$  în această zonă să fie în limitele admisibile :

$$h_j = \frac{\Phi + \Phi_\sigma}{2B_j l_p}, \quad (45)$$

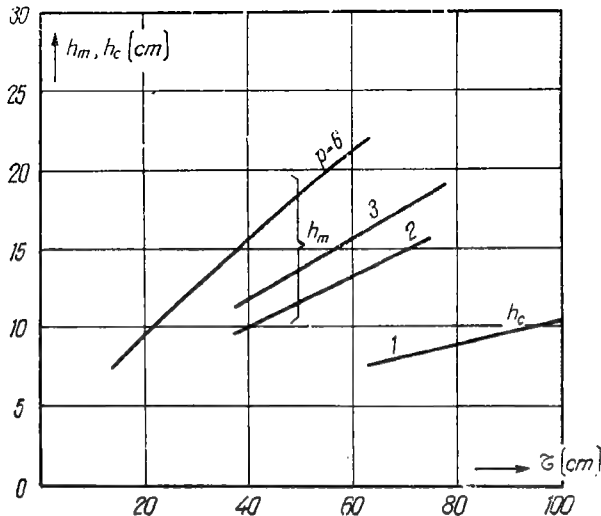


Fig. 5.9. Înălțimea miezului polului, respectiv înălțimea creștăturii înfășurării de excitație la mașina sincronă.

în care  $l_p$  este lungimea axială netă (fără izolație) a jugului inductor — egală cu lungimea polului. Fluxul de scăpări  $\Phi_o$  la mașina cu polii ieșiți se calculează după 1.3.2., a, relația (55).

## 5.6. CARACTERISTICILE MAGNETICE ALE MAȘINII SINCRONE

Predeterminarea caracteristicilor magnetice la funcționarea în gol și în sarcină la mașina sincronă este necesară pentru determinarea solenației de excitație și a caracteristicilor de funcționare ale mașinii.

a. **Caracteristica magnetică la funcționarea în gol a mașinii sincrone cu polii ieșiți; determinarea caracteristicii în sarcină.** Caracteristica magnetică în gol a mașinii sincrone se determină după metoda expusă în 1.3.1. Se reprezintă grafic caracteristicile magnetice parțiale (a indusului, a inductorului), dreapta fluxului de scăpări de la pol la pol și caracteristica magnetică în gol. Fluxul de scăpări se calculează după relația (55), cap. 1.

*Caracteristica magnetică la funcționarea în sarcină a mașinii sincrone cu polii ieșiți* se determină pentru un factor de putere dat, ținând seama de reacția indusului și de saturația polilor inductori datorită fluxului de scăpări.

Se reprezintă grafic vectorul complex al curentului  $\underline{I}$  și vectorii complecși  $\underline{U}_b$ ,  $\underline{RI}$  și  $jX_o \underline{I}$  (v. fig. 5.10), luînd punctul de origine A pe axa absciselor (axa tensiunilor magnetice). Se calculează solenația de reacție transversală a indusului, raportată la inductor și la factorul  $\cos \psi$  (unghiul  $\psi$  nefiînd încă cunoscut.

$$\frac{\theta_{f_q}}{\cos \psi} = k_{aq} \theta_2, \quad (46))$$

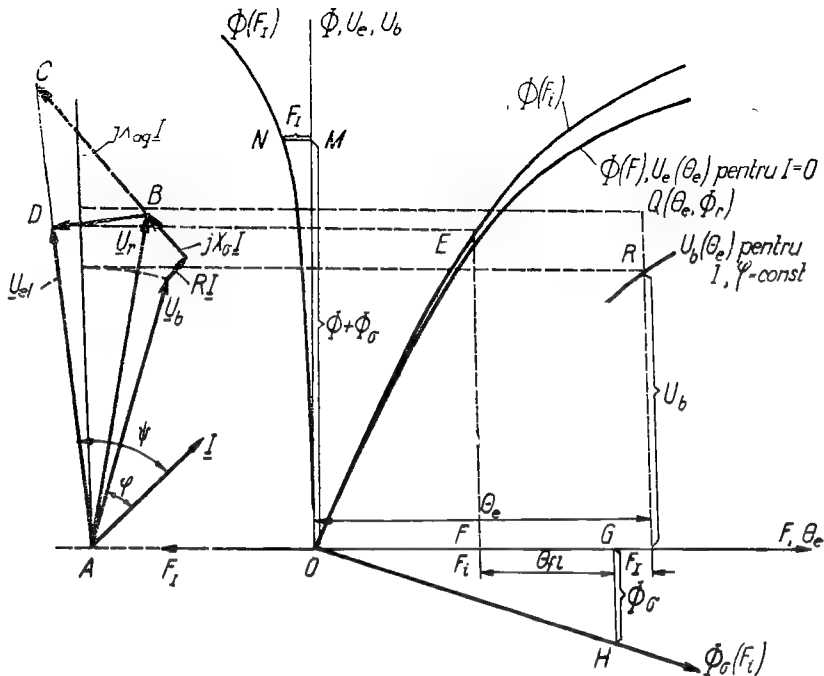


Fig. 5.10. Determinarea caracteristicii magnetice în sarcină a mașinii sincrone cu poli ieșiți.

unde  $k_{aq}$  se determină din figura 5.7, iar  $\theta_2$  din relația :

$$\theta_2 = 0,9 m \frac{\omega k_w}{p} I, \quad (47)$$

în care :

- $m$  este numărul de faze;
- $\omega$  — numărul de spire pe fază;
- $k_w$  — factorul de înfășurare al indusului.

Din caracteristica magnetică în gol  $\Phi(F)$  se determină la  $k_{aq}\theta_2$ , căderea de tensiune  $\frac{X_{aq}I_q}{\cos \psi} = X_{aq}I$ , care se reprezintă grafic în diagrama tensiunilor în prelungirea vectorului complex  $jX_{aq}I$ , obținindu-se punctul  $C$ . Unind pe  $A$  cu  $C$  se determină unghiul  $\psi$  și, prin urmare, direcția t.e.m. indusă de fluxul longitudinal. Perpendiculara din punctul  $B$  pe dreapta  $(AC)$  determină vectorul complex  $\underline{U}_{el}$ , care reprezintă t.e.m. rezultantă din axa longitudinală.

Corespunzător t.e.m.  $U_{el}$  se determină din caracteristica magnetică parțială a indusului  $\Phi(F_i)$  la  $\overline{EF} = \overline{AD}$ , tensiunea magnetică  $F_i$ .

Se calculează solenația de reacție longitudinală raportată la inductor :

$$\theta_{rl} = k_{ad}\theta_2 \cos \psi \quad (48)$$

cu factorul  $k_{ad}$  determinat din figura 5.7, iar unghiul  $\psi$  — din diagrama tensiunilor și se adună la tensiunea magnetică  $F_i = \overline{OF}$ , obținându-se punctul  $G$  pe axa absciselor. Corespunzător tensiunii magnetice  $\overline{FG}$  se determină fluxul de scăpări  $\Phi_\sigma$ , care se adună la fluxul util  $\Phi$ , corespunzător t.e.m.  $U_{el}$ , obținându-se punctul  $M$ . Paralela la axa absciselor prin  $M$ , intersectează caracteristica  $\Phi(F_I)$  în punctul  $N$ , determinînd astfel tensiunea magnetică  $F_I = \overline{MN}$  a inductorului.

Solenația de excitație la funcționarea în sarcină a mașinii este :

$$\theta_e = F_i + \theta_{rl} + F_I. \quad (49)$$

Punctul  $Q(\theta_e, \Phi_r)$  corespunzător fluxului magnetic rezultat din mașină, proporțional cu t.e.m. rezultantă  $|\underline{U}_e| = |\underline{U}_b + \underline{RI} + j\underline{X}_s I|$ , reprezintă un punct al caracteristicii magnetice în sarcină.

Punctul  $R(\theta_e, U_b)$  reprezintă un punct al caracteristicii în sarcină. Reluînd construcția grafică pentru altă valoare a tensiunii  $U_b$  și aceleași valori ale curentului  $I$  și defazajului  $\varphi$ , se determină alte puncte ale caracteristicii la funcționarea în sarcină.

**b. Caracteristica magnetică în gol a mașinii sincrone cu polii înecați; determinarea caracteristicii magnetice la funcționarea în sarcină.** Înfașurarea de excitație a mașinii sincrone cu polii înecați fiind repartizată, curba cîmpului magnetic din întrefier se apropie mai mult de o sinusoidă; datorită acestui fapt fluxul magnetic pe pasul de dinte diferă de la dinte la dinte, iar dinții mari sînt situați în zona în care cîmpul magnetic în întrefier este maxim la funcționarea în gol.

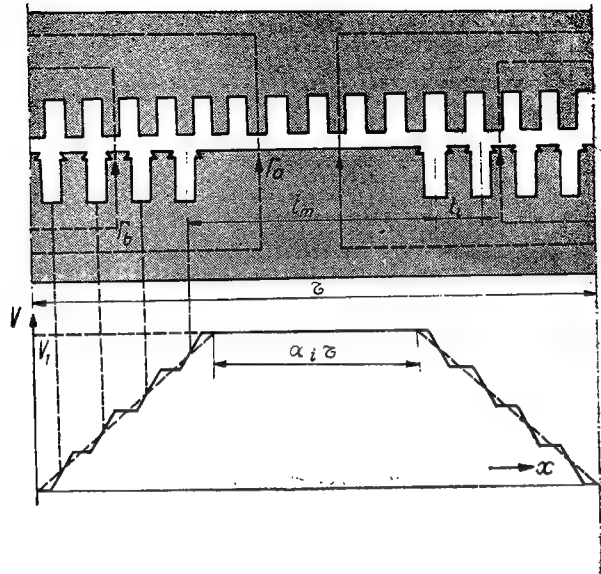
Caracteristica magnetică la funcționarea în gol se determină pe baza a două caracteristici magnetice calculate separat, conform metodei expusă în 1.3.1, pentru diferite valori ale inducției magnetice în întrefier, considerînd o linie de cîmp închisă, care trece prin dintele de grosime mare (fig. 5.11, *a*) curba  $\Gamma_a$ , respectiv dintele îngust (curba  $\Gamma_b$ ). Se presupune mai întîi că fluxul de scăpări al inductorului este neglijabil. Se obține astfel caracteristica magnetică în gol a dinților mari, respectiv a dinților înguști și se reprezintă grafic  $B_\delta(F)$  pentru cele două linii de cîmp considerate (fig. 5.12), pe baza tabelor 1.1. calculate.

De observat că la calculul tensiunii magnetice în întrefier, factorul Carter pentru inductor are valori diferite după cum curba  $\Gamma$  trece prin dintele mare sau dintele îngust.

Pentru diferite valori ale solenației de excitație se calculează, în funcție de solenația pe creștătură, curba tensiunii magnetice  $V(x)$  (în fig. 5.11 s-a considerat solenația de excitație repartizată uniform) :

$$V(x) = \int_0^x \vartheta dx, \quad (50)$$

Fig. 5.11 Schema parțială desfășurată printr-o mașină cu poli înecați și curba tensiunii magnetice.



în care  $\vartheta = \frac{N_c i_e}{b_c}$  este solenația specifică ( $N_c$  este numărul de conductoare pe creștătură;  $b_c$  — deschiderea creștăturii). Se aproximează curba tensiunii magnetice printr-o curbă trapezoidală și se determină fundamentală. Tensiunea magnetomotoare pentru un dinte la distanța  $x$  este :

$$F_x = 2V_m \sin \frac{\pi}{\tau} x, \quad (51)$$

în care  $V_m = 1,2 V_1$  (pentru  $\alpha_i = \frac{2}{3}$ ) este amplitudinea fundamentalei tensiunii magnetice. Corespunzător acestor tensiuni magnetomotoare calculate pentru linii de cîmp care trec prin mijlocul dinților, se determină, din caracteristicile magnetice parțiale ale dinților (fig. 5.12), inducția magnetică  $B_{\delta x}$  în întrefier; se calculează apoi fluxul parțial al dinților înguști (al cărui pas este  $t_i$ ) :

$$\Phi_i = 2t_i l_i \sum_v B_{\delta v}; \quad (52)$$

( $v$  fiind numărul dinților înguști pe pasul polar), fluxul parțial al dintelui mare (al cărui pas este  $t_m$ )

$$\Phi_m = t_m l_i B_{cm} \quad (53)$$

și fluxul total pe pol :

$$\Phi = \Phi_i + \Phi_m. \quad (54)$$



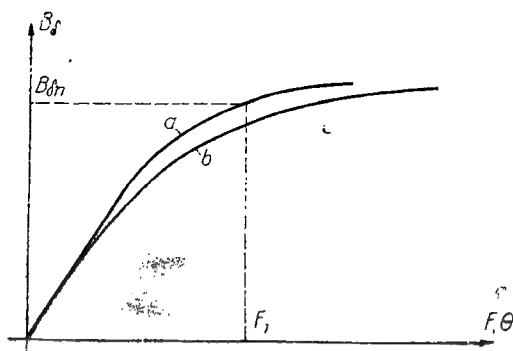


Fig. 5.12. Caracteristicile magnetice ale dinților :

*a* — pentru dințele de grosime mare; *b* — pentru dințele îngust.

Astfel se calculează valorile fluxului  $\Phi$  corespunzătoare solenațiilor  $\theta$  (pe perechea de poli) alese inițial (valorile se grupează într-o tabelă; vezi, de exemplu, tabela 5.2) și se reprezintă grafic curba  $\Phi(\theta)$  în care  $\theta = 2 \int_0^{\tau/2} \partial dx$  este solenația de excitație de pe perechea de poli, care reprezintă caracteristica magnetică în gol pentru mașina fără flux de scăpări prin dinți.

Tabela 5.2

Calculul caracteristicii magnetice la funcționarea în gol a mașinii sincrone cu poli înecați

$F$	Dintele mare		Dinții înguști									$\Phi$	$U_e$
	$B_{\delta m}$	$\Phi_m$	$F_1$	$B_{\delta 1}$	$F_2$	$B_{\delta 2}$	.....	$F_v$	$B_{\delta v}$	$\sum_v B_{\delta v}$	$\Phi_i$		
$0,2 F_0$													
$0,4 F_0$													
$\vdots$													
$2 F_0$													

Pentru a determina caracteristica magnetică în gol cu considerarea fluxului de scăpări, se calculează mai întâi fluxul de scăpări după relația :

$$\Phi_{\sigma} = 2\mu_0 \frac{F_i}{q_R} l_{\lambda, z}, \quad (55)$$

în care :

$F_i$  este tensiunea magnetică parțială a indusului [v. relația (24), cap. 1] calculată corespunzător valorii maxime a inducției în întrefier (inducția în întrefier în axa dintelui mare);

$l$  — lungimea axială a conductorului în creștătură;

$$\lambda_{c,z} = \lambda_c + \lambda_z; \quad (56)$$

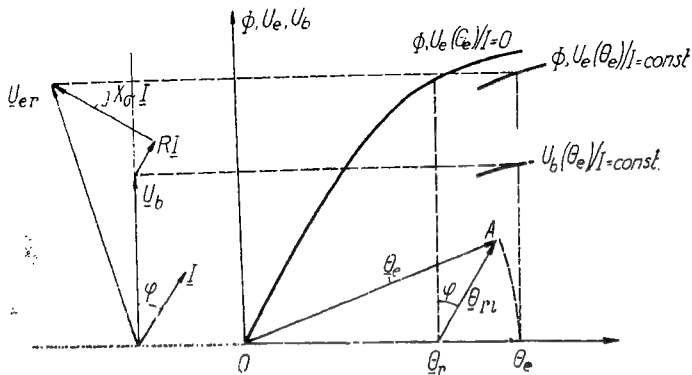


Fig. 5.13. Determinarea caracteristicii magnetice în sarcină a mașinii sincrone cu poli înecați.

$\lambda_c$  este permeanța specifică a creștăturii [v. relația (63) sau (67), cap. 1] și  $\lambda_z$  — permeanța specifică a capetelor de dinți [v. relația (79), cap. 1]. În relația (55),  $q_R$  este numărul de creștături — bobinate — pe pol al inductorului.

Fluxul de scăpări are aproximativ valoarea  $\Phi_\sigma = (0,06 \dots 0,08) \Phi$  la funcționarea în gol cu fluxul nominal  $\Phi$  și soliciită îndeosebi dinții mari și jugul inductor; de influența sa asupra caracteristicii magnetice în gol se poate ține seama astfel: caracteristica magnetică a dintelui mare se determină ținând seama de fluxul de scăpări  $\Phi_\sigma$  după metoda prezentată în 1.3.1. Astfel se calculează caracteristicile magnetice parțiale  $\Phi_m(F_i)$  și  $\Phi_m(F_r)$  a indusului și inductorului și împreună cu dreapta fluxului de scăpări  $\Phi_\sigma(F_i)$  se construiește grafic, punct cu punct, caracteristica magnetică a circuitului dinților mari, cu luarea în considerare a fluxului de scăpări.

*Caracteristica magnetică la funcționarea în sarcină a mașinii sincrone cu poli plini se determină din caracteristica magnetică în gol și solenația de reacție a indusului, neglijând influența creșterii solenației de excitație asupra fluxului de scăpări al inductorului. Se construiește diagrama tensiunilor luind în axa ordonatelor vectorul complex  $\underline{U}_b$  al tensiunii la borne (fig. 5.13). Corespunzător valorii t.e.m. rezultante  $\underline{U}_{er}$  se determină din caracteristica magnetică în gol  $\Phi(F)$ , respectiv din caracteristica la funcționarea în gol  $U_e(\theta)$ , solenația rezultantă  $\theta_r$ . Se adună apoi solenația de reacție a indusului  $\theta_{ri}$ , defazată față de verticală cu unghiul  $\varphi(\theta_{ri}$  este în fază cu curentul  $I$ ) și se obține prin unirea originii  $O$  cu extremitatea  $A$  a vectorului complex  $\theta_{ri}$ , solenația de excitație  $\theta_e$ . Punctul de coordonate  $(\theta_e, \Phi)$  reprezintă un punct al caracteristicii magnetice la funcționarea în sarcină, iar punctul  $(\theta_e, U_b)$  reprezintă un punct al caracteristicii în sarcină a mașinii sincrone cu poli înecați, la curentul  $I$  de funcționare în sarcină și defazajul  $\varphi$ .*

### 5.7. CALCULUL ÎNFĂȘURĂRII DE EXCITAȚIE; DIMENSIONAREA PERIILOR ȘI INELELOR DE CONTACT

În funcție de tensiunea aplicată la bornele înfășurării de excitație, soluția de excitație, materialul conductorului și lungimea spirei medii se calculează secțiunea conductorului, curentul de excitație și numărul de spire după relațiile (82), (83) și (84), din cap. 2 stabilite la proiectarea înfășurării de excitație-derivație a mașinii de curent continuu.

Înfășurările de excitație ale mașinilor sincrone se execută din conductor de cupru, deoarece spațiul disponibil pentru aceste înfășurări este relativ redus la mașinile de construcție normală.

Dimensionarea înfășurărilor de excitație ale mașinilor cu polii ieșiți se efectuează conform indicațiilor date în 2.8, *a*.

Înfășurarea de excitație a turbogeneratoarelor se dispune în creștăturile rotorului; uzual numai  $2/3$  din periferia rotorului prezintă creștături în care se dispune înfășurarea de excitație. Dacă  $q_R$  este numărul de creștături bobinate pe pol din rotor, numărul de spire al înfășurării de excitație trebuie să fie divizibil la numărul de creștături pe pol:

$$\frac{w_e}{q_R} = \text{număr întreg}; \quad (57)$$

numărul de conductoare pe creștătură este mai mic în creștăturile din zona neutră, pentru a rezulta o curbă a tensiunii magnetice mai apropiată de sinusoidă.

Schemele de izolație ale înfășurărilor de excitație sînt indicate în anexa 4.

În cazul în care dimensiunile polilor inductori și ale creștăturii inductorului nu corespund cu cele adoptate anterior în 5.5, pentru care s-au calculat caracteristicile magnetice, se recalculează aceste caracteristici cu noile dimensiuni ale inductorului.

La mașinile sincrone de construcție normală și excitate din exterior se utilizează perii metalografitate, ale căror caracteristici sînt indicate în tabela 1.6.

În funcție de densitatea de curent prin perie se calculează aria secțiunii periilor care calcă pe un inel:

$$S_{pe} = \frac{i_c}{J_{pe}}. \quad (58)$$

Dimensiunile periei sînt standardizate (STAS 4199-53). Se alege numărul de tije pe inel (la mașinile mici se utilizează o singură tijă cu două perii — situate de o parte și de alta a tijei) și se precizează numărul de perii. Se determină aria secțiunii unei perii și se stabilesc dimensiunile periilor.

Diametrul exterior  $D_i$  al inelului se calculează în funcție de diametrul axului mașinii, grosimea butucului, grosimea izolației și uzura estimată; la mașinile mici, grosimea radială a inelului este de 0,5...1,5 cm.

Lăţimea  $l_{gi}$  a inelului se dimensionează în funcţie de lăţimea periei, jocul axial al rotorului şi precizia de montaj a periilor faţă de inele; uzual, lăţimea inelului este cu 0,5 cm mai mare decât lăţimea periei.

Inelele se verifică la încălzire după relaţia :

$$\vartheta_i = \frac{P_{pe} + P_{fpe}}{\pi D_i l_{gi} \alpha_i} ; \quad (59)$$

$P_{pe}$  şi  $P_{fpe}$  se determină după relaţiile (152) şi (158), din 1.3.3.4, iar coeficientul  $\alpha_i$  de transmisia căldurii se ia aproximativ egal cu cel rezultat din relaţia (214) dată în 1.3.5.1 pentru colectoare, în care se consideră  $v_k$  egală cu viteza periferică a inelului.

#### 5.8. CALCULUL COLIVIEI MOTOARELOR SINCRONE CU PORNIRE ÎN ASINCRON

Motoarele sincrone care au pasul polar  $\tau \geq 30$  cm se construiesc cu piese polare masive, scurtcircuitate frontal de inele conductoare din cupru; piesele polare îndeplinesc rolul de colivii de pornire.

Pentru pornirea în asincron, motoarele sincrone care au pasul polar (la  $\tau < 30$  cm se prevăd cu o înfăşurare în colivie simplă sau dublă, dispusă în piesele polare şi dimensionată astfel încît să producă cuplul de pornire (la  $s=1$ ) şi cuplul de intrare în sincronism (la  $s=0,05$ ), curentul luat de la reţea fiind cît mai mic. Pentru realizarea acestor condiţii, înfăşurarea de pornire se dimensionează adesea ca înfăşurare în colivie dublă, completă sau parţială (v. fig. 5.14).

Pasul creştăturilor  $t_2$  în care se dispune înfăşurarea în colivie se alege în funcţie de pasul  $t_1$  al creştăturilor din indus astfel :

$$t_2 = [1 \pm (0,15...0,20)]t_1, \quad (60)$$

pentru a se evita producerea cuplurilor parazite care provoacă agăţarea rotorului la o turaţie subsincronă sau blocarea la pornire.

La calculul coliviei de pornire este mai uşor să se pornească de la relaţii simple, urmînd să se verifice ulterior condiţiile de mai sus (cuplul de pornire, cuplul de intrare în sincronism şi curentul de pornire) decît să se determine dimensiunile acestei înfăşurări direct din relaţiile care se stabilesc între cupluri, curentul de pornire şi aceste dimensiuni.

Aria secţiunii barelor pe pol la coliviile din cupru rezultă din relaţia :

$$n_{bs} \approx (0,15...0,3) \frac{A\tau}{J}, \quad (61)$$

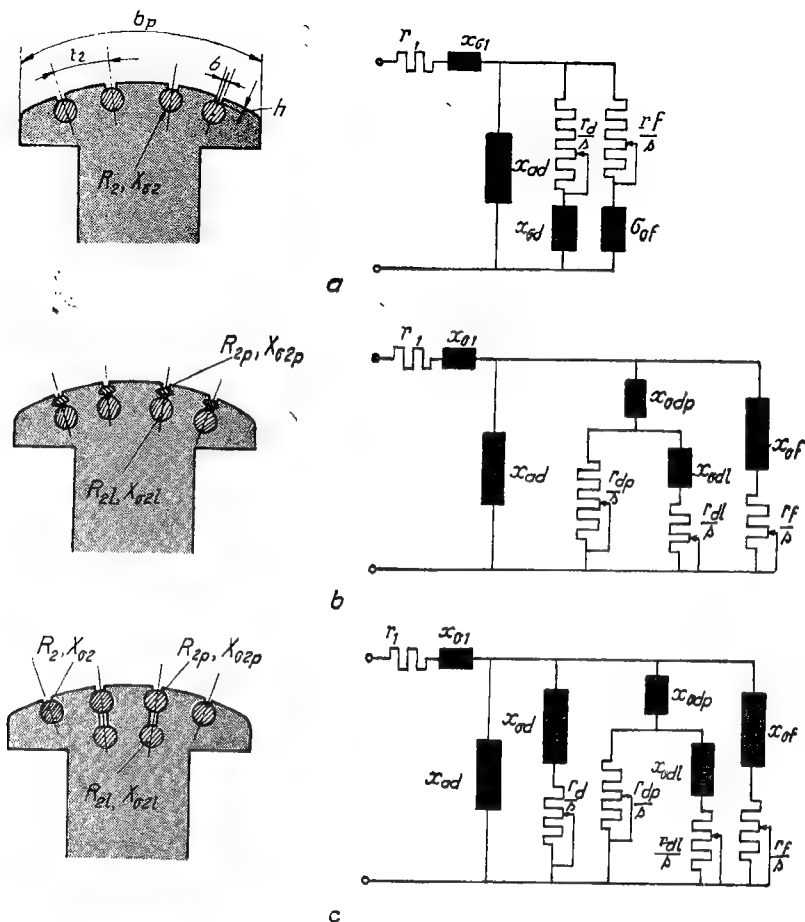


Fig. 5.14. Forma creștăturilor și schemele echivalente după axa longitudinală ale mașinii pentru diferite tipuri de colivie:

a — colivie simplă; b — colivie dublă; c — colivie mixtă (parțial simplă, parțial dublă).

în care :

$n_b$  este numărul de bare;

$s_b$  — aria secțiunii barei;

$J$  — densitatea de curent din înfășurarea indusului, a cărei valoare este dată de relația (20).

Numărul de bare  $n_b$  pe pol rezultă din relația :

$$n_b = \frac{b_p - t_2}{t_2}, \quad (62)$$

în care  $b_p$  este lățimea piesei polare; se determină apoi aria secțiunii unei bare  $s_b$  din relația (61). Uzual, secțiunea barelor este de formă circulară.

Aria secțiunii inelului  $s_i$  se calculează aproximativ după relația :

$$s_i = (0,4...0,5) n_b s_b. \quad (63)$$

Înălțimea deschiderii creștăturii  $h$  este cuprinsă între limitele :

$$1,6 \leq h \leq 3 \text{ mm}; \quad (64)$$

valorile mai mici pentru înălțimea  $h$  a deschiderii conduc la o reactanță de scăpări a coliviei mai redusă, iar cuplul asincron crește.

Lărgimea deschiderii creștăturii  $b$  este de obicei de 3 mm.

Barele coliviei de pornire se execută și din alamă, soluție care se adoptă în cazul în care încălzirea rezultată pentru barele coliviei din cupru ar depăși limita admisibilă; încălzirea barelor se determină după relația (102) din 4.12.

Dimensionarea barelor coliviei duble, respectiv a coliviei mixte, are la bază aria secțiunii barelor pe pol dată de relația (61).

Parametrii coliviei de pornire, rezistența  $R_2$  și reactanța de scăpări  $X_{\sigma 2}$  se determină după relațiile (46), respectiv (61) din 4.5, c, respectiv 4.8.

#### 5.9. INDICAȚII PRIVIND CALCULUL PIERDERILOR ȘI RANDAMENTULUI

La funcționarea mașinii sincrone în sarcină se produc pierderi în înfășurarea indusului  $P_j$  și în înfășurarea de excitație  $P_e$ , — în miezul feromagnetic al indusului  $P_m$ , pierderi suplimentare de suprafață în piesele polare și de pulsație în dinți  $P_{m,s}$ , pierderi de frecare și de ventilație  $P_{f,v}$  (în lagăre, la inele de contact și la ventilator, sau în general în sistemul de răcire). La mașinile sincrone de puteri mari, pierderile suplimentare devin importante, deoarece cresc dimensiunile conductoarelor parcurse de curenți alternativi, cresc cîmpurile de scăpări, iar piesele de strîngere și consolidare, piesele polare masive au dimensiuni mai mari; pierderile de frecare ale rotorului cu mediul de răcire au valori însemnate.

Pierderile în mașina sincronă se calculează după relațiile date în 1.3.3; în plus, se prezintă mai jos relația de *calculul pierderilor suplimentare* în piesele de strîngere, care au valori însemnate îndeosebi la mașinile de puteri mari :

$$P_{ps} = 1,75 \frac{\pi D^2}{p} \omega' \left( \frac{f}{50} \right)^{1,5} W \quad (65)$$

în care :

$D$  este diametrul indusului, în cm;

$f$  — frecvența în Hz;

$\omega'$  rezultă din tabela 5.3, în funcție de pătura de curent  $A$  și factorul  $\lambda_{\tau}$ ;

permanența specifică de scăpări  $\lambda_s$ , are expresia:

$$\lambda_s = 0,33 (1 - 0,64 Y/l_f),$$

$Y$  fiind deschiderea bobinei înfășurării statorului; — în produsul  $\lambda_s \tau$ , pasul polar  $\tau$  se exprimă în cm.

Relația de calcul (65) corespunde mașinilor sincrone care au capetele de bobină ale înfășurării indusului dispuse în coroană.

Tabela 5.3

Factorul  $w$  din relația (65)

$\lambda_s \tau$ A A/cm	25	38	51	63	76	89	102
240	0,007	0,02	0,04	0,08	0,12	0,17	0,23
400	0,015	0,04	0,095	0,19	0,32	0,5	—
500	0,04	0,12	0,28	0,56	—	—	—
700	0,08	0,24	0,56	—	—	—	—

Pierderile suplimentare în piesele de strângerea miezului depind de valoarea curentului de sarcină; în relația (65) factorul  $w'$  are valoarea funcție de pătura de curent proporțională cu intensitatea curentului din indus.

Pierderile în piesele de strângere ating valori ridicate, pînă la 1% din puterea mașinii.

Pentru diminuarea acestor pierderi se utilizează plăci amortizoare dispuse în apropierea capetelor de bobină ale indusului.

**Randamentul** se calculează după relația:

— La generatoare:

$$\eta = \frac{mU_{bn} I \cos \varphi}{mU_{bn} I \cos \varphi + P_J + P_e + P_m + P_{ms} + P_{ps} + P_{f,v}}. \quad (66, a)$$

— La motoare:

$$\eta_i = \frac{mU_{bn} I \cos \varphi - (P_J + P_e + P_m + P_{ms} + P_{ps} + P_{f,v})}{mU_{bn} I \cos \varphi}. \quad (66, b)$$

Randamentul mașinii se calculează pentru diferite valori ale curentului  $I$ , factorul de putere  $\cos \varphi$  fiind considerat parametru constant; curba randamentului se obține prin reprezentarea grafică a punctelor calculate.

#### 5.10. PARAMETRII ȘI CONSTANTELE DE TIMP ALE CIRCUITELOR MAȘINII SINCRONE

Pentru calculul caracteristicilor de funcționare este necesar să se prede-termine prin calcul rezistențele și reactanțele utile și de scăpări ale înfășurărilor raportate la circuitul indusului, reactanțele echivalente corespunzătoare

regimurilor de scurtcircuit și constantele de timp. Uzual, rezistențele și reactanțele înfășurărilor se calculează direct în unități relative (adică în unități de impedanță nominală  $Z_n = \frac{U_{bn}}{I_n}$ ).

a. **Parametrii proprii ai înfășurării indusului.** Rezistența în curent alternativ  $I$  se calculează după relația :

$$r = k_r \frac{R}{Z_n}, \quad (67)$$

în care :

$R$  este rezistența pe fază a înfășurării indusului;

$k_r$  — factorul de majorare al rezistenței (v. 1.3.3.3).

Reactanța longitudinală  $x_{ad}$  rezultă din relațiile (26), (27) (30), (47) și relația (28) din 1.3.1

$$x_{ad} = \frac{k_{ad}\theta_2}{2F_\delta}, \quad (68)$$

în care  $F_\delta$  este tensiunea magnetică în întrefier corespunzătoare fluxului resultant nominal.

Reactanța transversală  $x_{aq}$  rezultă dintr-o relație asemănătoare :

$$x_{aq} = \frac{k_{aq}\theta_2}{2F_\delta}. \quad (69)$$

Reactanța de scăpări  $x_\sigma$  se calculează după relația :

$$x_\sigma = \frac{X_\sigma}{Z_n}; \quad (70)$$

reactanța de scăpări  $X_\sigma$  se calculează la fel ca în cazul mașinii asincrone conform indicațiilor din 4.8.

Reactanța sincronă longitudinală are expresia :

$$x_d = x_\sigma + x_{ad}. \quad (71)$$

Reactanța sincronă transversală are expresia :

$$x_q = x_\sigma + x_{aq}. \quad (72)$$

b. **Parametrii circuitelor rotorului raportați la indus.** Raportarea la indus are la bază egalitatea fundamentalelor tensiunilor magnetice și egalitatea pierderilor în înfășurarea de excitație, respectiv a energiei magnetice în cîmpurile de scăpări.

Rezistența înfășurării de excitație :

$$r_e = m \left( \frac{\omega k_w k_{ad}}{p \omega_e} \right)^2 \frac{2}{\pi^2} \frac{R_e}{Z_n}, \quad (73)$$

în care  $R_e$  este rezistența proprie a înfășurării de excitație.



— Rezistența înfășurării de amortizare (respectiv de pornire) în axa longitudinală cu  $n_b$  bare pe pol și  $\alpha_b$  — unghiul electric între două bare este :

$$r_D = \frac{2m(\omega k_w)^2}{pn_b \left(1 - \frac{\sin n_b \alpha_b}{n_b \sin \alpha_b}\right)} \frac{R_D}{Z_n}, \quad (74)$$

în care  $R_D$  este rezistența pe fază a înfășurării în colivie.

— Rezistența înfășurării de amortizare în axa transversală, în funcție de construcția inelelor, are valoarea :

$$\begin{aligned} r_Q &\approx 0,75 r_D, & \text{la colivii cu inele complete;} \\ r_Q &\approx 2 r_D, & \text{la colivii cu inele segmentate;} \end{aligned} \quad (75)$$

— Reactanța de scăpări a înfășurării de excitație :

$$x_{\sigma e} = \left[ \frac{4}{\pi} k_{ad} \left(1 + \frac{\Phi_\sigma}{\Phi_1}\right) - 1 \right] x_{ad}, \quad (76)$$

în care fluxul de scăpări al polilor se calculează după relațiile stabilite în 1.3.2, a, relația (53), sau (55), iar  $\Phi_1$  este fluxul fundamentalei inducției magnetice.

— Reactanța de scăpări raportată a înfășurării de amortizare (respectiv de pornire) :

$$x_{\sigma D} = \frac{2m(\omega k_w)^2}{pn_b \left(1 - \frac{\sin \alpha_b \omega_b}{n_b \sin \alpha_b}\right)} \frac{X_{\sigma D}}{Z_n}, \quad (77)$$

în care  $X_{\sigma D}$  este reactanța de scăpări pe fază a amortizorului.

c. **Parametrii echivalenți.** În regimul de scurtcircuit tranzitoriu, respectiv supratranzitoriu, schemele echivalente ale mașinii sincrone anizotrope sînt reprezentate în figura 5.15, cu neglijarea rezistențelor înfășurărilor.

Prin urmare, parametrii echivalenți ai circuitului indusului mașinii sincrone se calculează după expresiile :

— reactanța tranzitorie longitudinală (fig. 5.15, a) :

$$x'_d = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma e}}}; \quad (78)$$

— reactanța tranzitorie transversală :

$$x'_q \approx x_q; \quad (79)$$

— reactanța supratranzitorie longitudinală :

$$x''_d = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma e}} + \frac{1}{x_{\sigma D}}}; \quad (80)$$

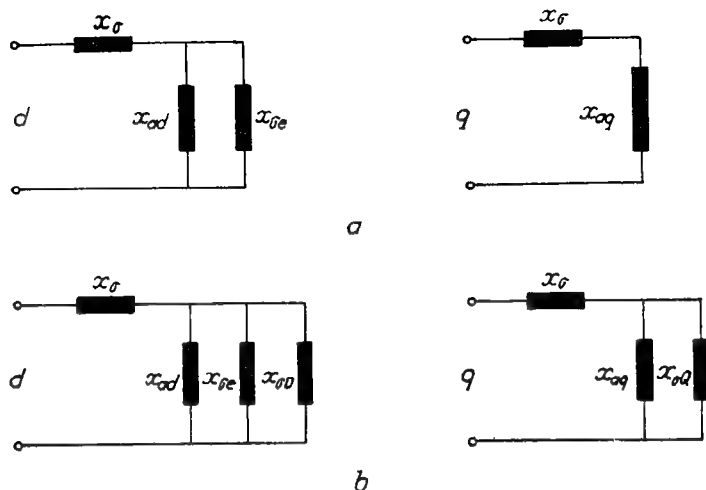


Fig. 5.15. Schemele echivalente ale mașinii sincrone după cele două axe;  
a — în regim tranzitoriu; b — în regim supratranzitoriu.

— reactanța supratranzitorie transversală :

$$x_q'' = x_\sigma + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{\sigma Q}}} . \quad (81)$$

#### d. Constantele de timp

Valorile constantelor de timp ale circuitelor se determină din raportul valorilor rezistențelor și inductivităților determinate mai sus :

— constanta de timp a circuitului de excitație :

$$T_f = \frac{x_e}{r_e} , \quad (82)$$

în care  $x_e = x_{\sigma e} + x_{ad}$ ; reactanțele  $x_{\sigma e}$  și  $x_{ad}$  se calculează după relațiile (76), respectiv (68).

— constanta de timp tranzitorie

$$T_d' = T_f \frac{x_d'}{x_d} ; \quad (83)$$

— constanta de timp supratranzitorie

$$T_d'' \approx \frac{x_d''}{r_D} . \quad (84)$$

## 5.11. CALCULUL CARACTERISTICILOR DE FUNCȚIONARE

Caracteristicile de funcționare ale mașinii sincrone se determină pe baza caracteristicilor în sarcină  $U_b(i_e)$  pentru  $I = \text{const.}$ , și  $\cos \varphi = \text{const.}$  În acest scop este necesar să se calculeze familii de caracteristici magnetice pentru diferite valori ale curentului din indus și ale factorului de putere.

a. **Caracteristicile de funcționare ale generatoarelor sincrone.** Caracteristicile externe  $U_b(I)$  pentru  $i_e = \text{const.}$  și  $\cos \varphi = \text{const.}$  și caracteristicile de reglaj  $i_e(I)$  pentru  $U_b = \text{const.}$  și  $\cos \varphi = \text{const.}$  se determină direct pe cale grafică din caracteristicile la funcționarea în sarcină, prin intersecția acestora cu dreptele  $i_e = \text{const.}$ , respectiv  $U_e = \text{const.}$

b. **Caracteristicile de pornire și funcționare ale motoarelor sincrone.** Caracteristicile de pornire în asincron ale motoarelor sincrone se pot calcula aproximativ (mai ales în cazul motoarelor cu inele complete în rotor) după metoda prezentată în 4.8, 12.

La proiectarea motoarelor sincrone cu colivie în rotor (pentru pornirea în asincron) se calculează caracteristicile  $I(s)$  și  $M(s)$  în vederea verificării solicitărilor termice în perioada de pornire, și a cuplului de pornire, respectiv de intrare în sincronism.

După o metodă mai exactă care se aplică motorului sincron cu polii ieșiți (motorul sincron cu polii ieșiți este o mașină electrică anizotropă), calculul caracteristicilor de pornire are la bază descompunerea sistemului bifazat de tensiuni și curenți (din componentele  $d$  și  $q$ ) în sistemul de componente simetrice (direct și invers; componenta homopolară este nulă).

Curentul din stator rezultă după relația :

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}, \quad (85)$$

în care componentele simetrice  $I_1$  și  $I_2$  se calculează din relațiile :

$$I_1 = U_1 \frac{Z_{d2} + Z_{q2}}{Z_{d1}Z_{q2} + Z_{d2}Z_{q1}} \quad (86)$$

$$I_2 = -U_1 \frac{Z_{d1} - Z_{q1}}{Z_{d1}Z_{q2} + Z_{d2}Z_{q1}} \approx -\frac{Z_{d1} - Z_{q1}}{Z_{d2} + Z_{q2}} I_1; \quad (87)$$

(în relațiile de mai sus și cele următoare primul indice al impedențelor  $d$  sau  $q$  se referă la axele  $d$ ,  $q$ , iar cel de al doilea — 1 sau 2, se referă la componentele simetrice directă, respectiv inversă).

Impedanțele din aceste relații au expresiile de calcul următoare :

$$\underline{Z}_{d1} = R + jX_\sigma + \underline{Z}_{ad}, \quad (88)$$

$$\underline{Z}_{q1} = R + jX_\sigma + \underline{Z}_{aq}, \quad (89)$$

$$\underline{Z}_{d2} = \frac{R}{2-s} + jX_\sigma + \underline{Z}_{ad}, \quad (90)$$

$$\underline{Z}_{q2} = \frac{R}{2-s} + jX_\sigma + \underline{Z}_{aq}, \quad (91)$$

în care  $\underline{Z}_{ad}$  și  $\underline{Z}_{aq}$  rezultă din schemele echivalente din figura 5.15 și au expresiile de calcul următoare :

$$\underline{Z}_{ad} = \frac{1}{\frac{1}{jX_{ad}} + \frac{1}{\frac{R_e + R_s}{s} + jX_f} + \frac{1}{\frac{R_D}{s} + jX_{oD}}} \quad (92)$$

$$\underline{Z}_{aq} = \frac{1}{\frac{1}{jX_{aq}} + \frac{1}{\frac{R_Q}{s} + jX_{oQ}}} ; \quad (93)$$

$R_s$  reprezintă valoarea rezistenței suplimentare conectată în perioada de pornire, în serie cu înfășurarea de excitație; uzual,  $R_s \approx 10R_e$ .

Cuplul electromagnetic se calculează după relația :

$$M = \frac{m}{2\pi n_1} \left( \frac{R'_e}{s} I_1^2 + \frac{R'_e}{2s - 1} I_2^2 \right) \quad (94)$$

în care rezistența echivalentă  $R'_e$  rezultă din impedența echivalentă

$$\underline{Z}_e = \frac{1}{2} \left[ \underline{Z}_{ad} + \underline{Z}_{aq} - \frac{(\underline{Z}_{ad} - \underline{Z}_{aq})^2}{\underline{Z}_{d2} + \underline{Z}_{q2}} \right], \quad (95)$$

și anume

$$R'_e = \text{Re} [\underline{Z}_e]. \quad (96)$$

În mod practic, calculul se efectuează astfel : pentru o valoare dată parametrului  $s$ , se calculează impedanțele  $\underline{Z}_{ad}$ ,  $\underline{Z}_{aq}$ ,  $\underline{Z}_{d1}$ ,  $\underline{Z}_{d2}$ ,  $\underline{Z}_{q1}$ ,  $\underline{Z}_{q2}$  și apoi componentele curentului  $I$ . Se calculează apoi rezistența echivalentă  $R'_e$  și cuplul electromagnetic  $M$ . Rezultatele obținute se grupează într-o tabelă (v. tabela 5.4).

Tabela 5.4

Calculul caracteristicilor de pornire în asinron ale motorului sinron

s	1		0,05
$\underline{Z}_{ad}$			
$\underline{Z}_{aq}$			
$\underline{Z}_{d1}$			
$\underline{Z}_{q1}$			
$\underline{Z}_{d2}$			
$\underline{Z}_{q2}$			
$I_1$			
$I_2$			
$R_e$			
$I$			
$M$			

*Caracteristicile de funcționare* ale motoarelor sincrone, și anume caracteristica cuplului  $M(\delta)$  și caracteristicile de reglaj  $i_e(I)$  pentru  $P = \text{const.}$  și  $U_b = \text{const.}$ , se calculează în funcție de valorile parametrilor și de caracteristicile la funcționarea în sarcină.

*Cuplul funcției de unghiul intern* se calculează după relația:

$$M = \frac{m}{2\pi n_1} \left[ \frac{U_e U_b}{X_d} \sin \delta + \frac{U_b^2}{2} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta \right] \quad (97)$$

în care:

$U_b$  este tensiunea la borne;

$U_e$  — tensiunea electromotoare indusă la funcționarea în gol a mașinii nesaturate corespunzătoare curentului de excitație de la funcționarea în sarcină;

$\delta$  — unghiul intern;

$X_d$  și  $X_q$  — reactanțele sincrone ale mașinii ( $X_d = Z_n x_d$  și  $X_q = Z_n x_q$ ).

*Caracteristicile de reglaj* (denumite și curbele în V) se determină din caracteristicile de funcționare în sarcină  $U_b(i_e)$  pentru  $I = \text{const.}$  și  $\varphi = \text{const.}$  La o valoare dată a curentului de sarcină  $I$ , se determină (puterea la bornele mașinii fiind cunoscută) factorul de putere  $\cos \varphi$ . La tensiunea la borne  $U_b = \text{const.}$ , la curentul de sarcină  $I$  dat și la factorul de putere  $\cos \varphi$  determinat se deduce curentul de excitație la putere utilă dată. Calculul se reia pentru alte valori date curentului din indus  $I$ . Determinarea caracteristicilor de reglaj este relativ dificilă și necesită interpolări grafice pentru determinarea curentului de excitație.

## 5.12. VENTILAȚIA ȘI RĂCIREA MAȘINILOR SINCRONE DE PUTERI MARI

La mașinile sincrone de puteri „mici” și „mijlocii” (pînă la 10 000 kVA), ventilația mașinilor sincrone se realizează la fel ca pentru toate tipurile de mașini electrice; ca mediu de răcire se utilizează aerul, iar ventilația se realizează în circuit deschis pentru mașini mici sau în circuit închis pentru mașini de puteri mijlocii și mari.

Dintre mașinile electrice, mașinile sincrone se construiesc pentru puterile cele mai mari (pînă la 1 000 MVA); la mașinile electrice de puteri mari, transmisia pierderilor de la părțile active la mediul ambiant necesită aplicarea unor noi scheme de ventilație și răcire, utilizarea de medii de răcire ca hidrogenul și apa — mai eficiente decît aerul — și adoptarea unei răciri directe a conductoarelor înfășurării. De fapt, ventilația și răcirea mașinilor mari este comună tuturor tipurilor de mașini electrice.

Utilizarea altor fluide de răcire decît aerul prezintă avantaje la mașinile de puteri mai mari decît 20—30 MVA. Astfel, răcirea cu hidrogen se adoptă în mod frecvent la mașinile sincrone avînd  $S_n \geq 30$  MVA. Caracteristicile fizice ale aerului, hidrogenului și apei sînt indicate în tabela 5.5.

Caracteristici fizice ale fluidelor de răcire

Tabela 5.5

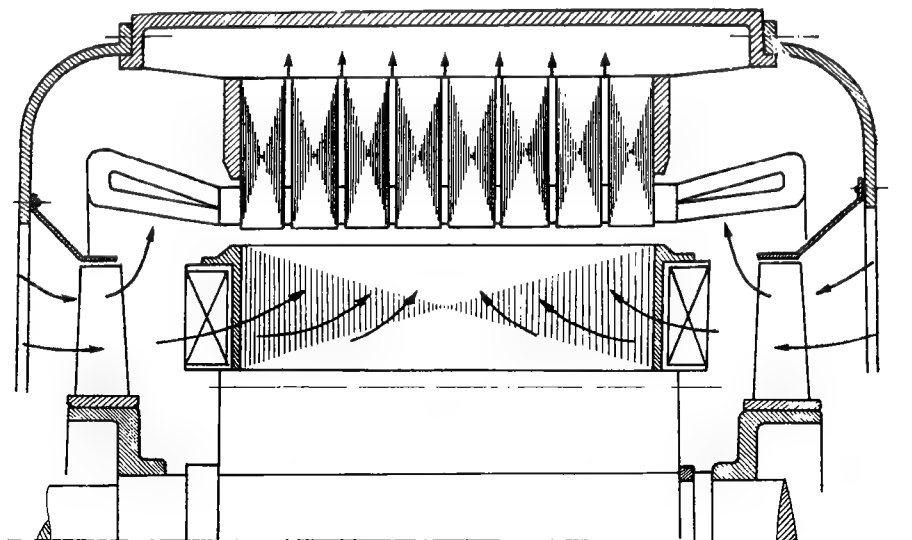
	Densitatea $\gamma$ kg/m <sup>3</sup> N	Conductivitatea termică, $\lambda$ W/cm°C	Căldura specifică $c$ J/°Cg	$c \gamma$
Aer	1,29	0,00025	1,009	1,29
Hidrogen	0,089	0,00175	14,1	1,25
Apă	1000	0,00628	4,18	4180

Răcirea cu hidrogen prezintă avantaje față de răcirea cu aer, deoarece la același produs  $c\gamma$ , densitatea hidrogenului este mult mai mică decât a aerului; scad astfel pierderile de frecare dintre piesele în mișcare și mediul de răcire. În mediul de hidrogen nu se produc nirați, efectul corona se micșorează. Hidrogenul conduce mai bine căldura; scad astfel dimensiunile răcitoarelor, în cazul utilizării hidrogenului în locul aerului ca mediu de răcire. În schimb, la răcirea cu hidrogen apar probleme de etanșare.

Răcirea directă cu apă a înfășurării este deosebit de eficientă (produsul  $c\gamma$  este foarte mare în cazul apei). Apar însă probleme de etanșare și de aceea se utilizează îndeosebi pentru răcirea înfășurării statorului.

La mașinile mari se utilizează fie numai răcirea cu hidrogen, fie răcirea cu hidrogen a miezului feromagnetic și a înfășurării rotorului, iar înfășurarea statorului este răcită cu apă.

Schemele de ventilație adaptate la mașinile sincrone pentru răcirea miezului statorului mașinii sincrone au la bază realizarea unei ventilații secționate. Astfel, miezul feromagnetic al statorului este ventilat pe porțiuni separate. În figurile 5.16 și 5.17 sint reprezentate schemele de ventilație ale unor mașini sincrone mari.



5.16. Scheme de ventilație la mașinile sincrone cu ventilație bilaterală.

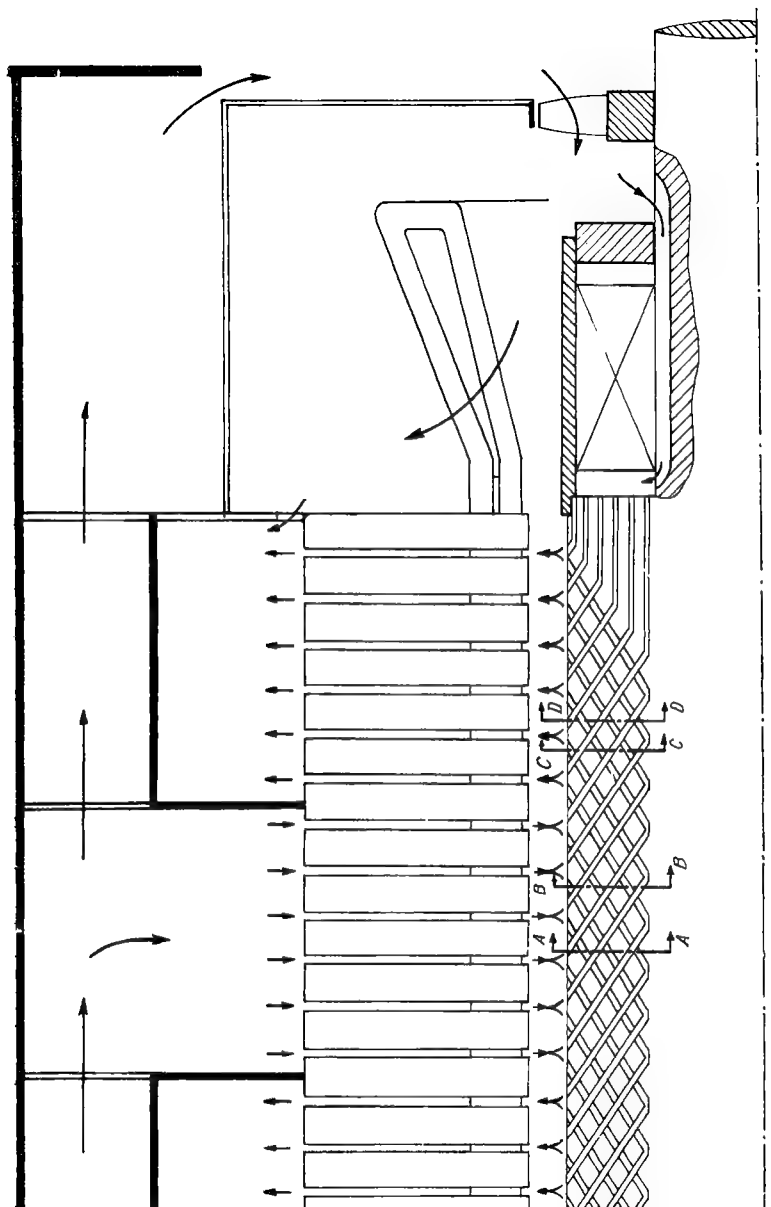


Fig. 5.17. Scheme de ventilație la mașinile sincrone cu ventilație secționată.

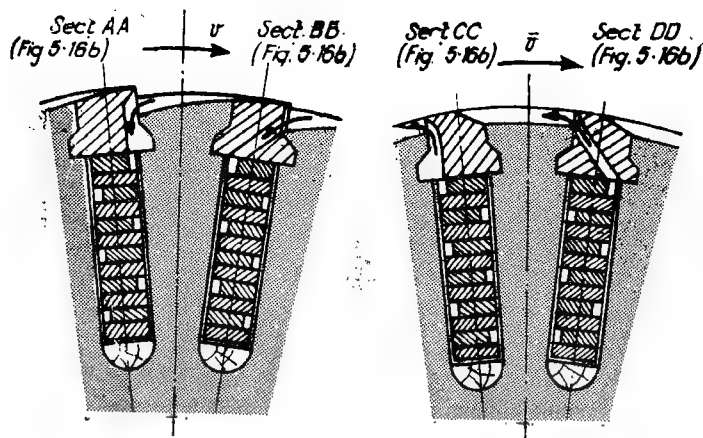


Fig. 5.18 Forma creștăturilor și conductoarelor la turbogeneratoare cu răcire directă.

Mediul de răcire pătrunde radial în rotor prin canale prevăzute special în creștătură (fig. 18), și după ce parcurge axial o parte din creștătură este refulat în altă zonă, printr-un canal radial. O răcire eficientă se realizează în rotor când fluidul de răcire trece prin rotor în contact direct cu înfășurarea.

Încălzirile miezului și înfășurărilor mașinilor sincrone de puteri mici și mijlocii se determină după relațiile prezentate în 1.3.5.

La mașinile sincrone de puteri mari cu ventilație secționată și răcire directă a înfășurărilor, se adoptă noi ipoteze de calcul spre a ține seama de căldura transmisă fluidului de răcire direct de înfășurare, în zona creștăturilor.

### 5.13. INDICAȚII PRIVIND CALCULUL MECANIC LA MAȘINA SINCRONĂ

La calculul mecanic al mașinii sincrone trebuie să se țină seama și de forțele electromagnetice și electrodinamice care se produc.

Mașinile sincrone se construiesc în general cu o lărgime a întrefierului mult mai mare decât la mașinile asincrone; datorită lărgimii mari a întrefierului, forța de atracție magnetică unilaterală are o valoare mai redusă. De aceea la calculul solicitărilor mecanice se ține seama numai de forța electromagnetică tangențială dată de relația (159) din cap. 1 și de forțele mecanice care se produc la funcționarea mașinii.

La mașinile cu polii înecați se calculează solicitările mecanice în axul mașinii, la baza dintelui (datorită forțelor de accelerație ale dintelui și porțiunilor de înfășurare din creștături), în capele frontale de consolidare a cape-

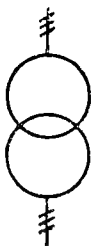


telor de bobină ale înfășurării de excitație. Se calculează, de asemenea, săgeata și turațiile critice ale axului pentru a constata dacă turațiile critice sînt diferite de turația sincronă a mașinii.

La mașinile cu polii ieșiți se calculează solicitările mecanice în axul mașinii, în dispozitivele de fixare a polilor de ax sau de butuc, în piesa polară și în dispozitivele de fixare a piesei polare de miezul polului, în piesele de consolidare a înfășurării de excitație etc. De asemenea, se calculează săgeata și turațiile critice ale axului pentru a constata dacă turațiile critice sînt diferite de turația sincronă a mașinii.

La generatoarele sincrone se calculează solicitările mecanice corespunzătoare turației de ambalare a rotorului (de exemplu, la hidrogenatoare turația maximă de ambalare  $n_{max}$  se consideră uzual egală cu dublul turației sincrone, adică  $n_{max} = 2 n_1$ ,  $n_1$  fiind turația sincronă a mașinii.

În ceea ce privește statorul, o problemă importantă o constituie verificarea solicitărilor mecanice care se produc în capetele de bobină la scurtcircuitul brusc al înfășurării indusului; forțele electrodinamice de scurtcircuit au valori însemnate la mașinile sincrone de puteri mari.



## BIBLIOGRAFIE

1. Răduleț, R. *Bazele electrotehnicii. Probleme.* București, Editura didactică și pedagogică, 1965.
2. Richter, R. *Mașini electrice. Vol. I. Elemente generale de calcul. Mașina de curent continuu.* București, Editura tehnică, 1958.
3. Richter, R. *Mașini electrice. Vol. II. Mașina sincronă și mașina comutatoare.* București, Editura tehnică, 1959.
4. Richter, R. *Mașini electrice. Vol. III. Transformatorul.* București, Editura tehnică, 1960.
5. Richter, R. *Mașini electrice. Vol. IV. Mașini asincrone.* București, Editura tehnică, 1960.
6. Gheorghiu, I. S. *Mașini electrice. Probleme și aplicații industriale. Vol. I și II.* București, Editura tehnică, 1966.
7. Postnikov, I. M. *Proiectarea mașinilor electrice.* București, Editura energetică de stat, 1954.
8. Kostenko, M. P., Gnedin, L. P. *Teoria rasciot trehfaznih kollektor mašin.* Moskva, Gosenergoizdat, 1961.
9. Alexeev, A. E. *Construcția mașinilor electrice.* București, Editura tehnică, 1951.
10. Nicolescu, E., Răduț, C. *Mașini electrice fabricate în Republica Socialistă România.* București, Editura tehnică, 1965.
11. Schuiskey, M. *Berechnung elektrischer Maschinen.* Wien, Springer-Verlag, 1960.
12. Kuhlmann, J. H. *Design of electrical apparatus.* Ed. III, New-York, John Wiley Sons, Inc., 1954.
13. Klamt, J. *Berechnung und Bemessung elektrischer Maschinen.* Wien, Springer-Verlag, 1960.
14. Gotter, G. *Erwärmung und Kühlung elektrischer Maschinen.* Berlin, Springer-Verlag, 1954.
15. Liwshitz, M. *Die elektrischen Maschinen. Vol. II. Konstruktion und Isolierung, Leipzig, B.G. Taubner-Verlag, 1931. Vol. III. Berechnung und Bemessung. Leipzig, B.G. Taubner-Verlag, 1934.*
16. Richter, R. *Înfășurările mașinilor electrice.* București, Editura tehnică, 1958.
17. Seuenz, H. *Die Wicklungen elektrischer Maschinen.* Wien, Springer-Verlag, vol. I, 1950, vol. II 1953, vol. III 1954; vol. IV 1955.
18. Bălă, C., Fetița, A., Lefter, V. *Cartea bobinatorului de mașini electrice.* București, Editura tehnică, 1967.
19. Gurin, I. S. *Proektirovanie mašin postoianново toka.* Moskva, Leningrad, Gosenergoizdat, 1961.
20. Tihomirov, M. P. *Rasciot transformatorov.* Moskva, Gosenergoizdat, 1962.
21. Jezierschi, E., Gogolewski, Z., Kopczynski, Z., Szmít, J. *Transformatoare electrice.* București, Editura tehnică, 1966.
22. Nürnberg, W. *Die Asynchronmaschine.* Berlin, Springer-Verlag, 1952.
23. Hutorețki, G. M. *Proektirovanie i rasciot sovremennih dvupoliusnih turbogeneratorov.* Leningrad, Politehniceskii Institut, 1962.
24. Komar, G. E. *Voprost proektirovaniia turbogeneratorov.* Moskva, Gosenergoizdat, 1954.

25. Moskvitin, A. I. *Neposredstvenoe ohlajdenie elektriceskii mašin*. Moskva, Izdatelstvo Akademii Nauk, S.S.S.R., 1962.
26. Centea, O., Novac, I. *Îndrumător de proiectare a mașinilor electrice*. Timișoara, Lito-grafia Învățămintului, 1959.
27. Dordea, T. *Asupra numărului optim de conductoare din creștătura unei mașini electrice de curent alternativ*. Electrotehnica, 7 (1959), 3, p. 80—87.
28. Nicolau, Alex. *Problemele în construcție a turboalternatoarelor de mare putere*. Electrotehnica, 6 (1958), 10, p. 359.
29. Bălă, C. V. *Predeterminarea caracteristicii magnetice a compensatorului de fază tip Leblanc*. Studii și cercetări de energetică, seria A, vol. 13 (1966), 1, p. 83—90.
30. Novac, I. *Metodă de determinare a t.m. de excitație în sarcină nominală a mașinilor de curent continuu*. Electrotehnica, 7 (1959), 9, p. 335—338.
31. Novac, I. *Nomogramă pentru determinarea intensității H a cimpului magnetic în dinții mașinilor electrice*. Electrotehnica, 5 (1956), 1, p. 19—22.
32. Novac, I. *Considerente asupra dimensionării interstițiului de aer din corpul polilor mașinilor de curent continuu autoexcitate cu caracteristică magnetică specială*. Electrotehnica, 8 (1960), 2, p. 46—51.
33. Bălă, C. V., Cupșa, A. *Determinarea optimului tehnico-economic absolut în proiectarea transformatoarelor de putere*. Studii și cercetări de energetică, seria A, vol. 13 (1963), 1, p. 107—124.
34. Birgăuanu, M. E., Crețu, D. V. *Caracteristicile și dimensiunile principale ale seriilor de transformatoare de putere de 100...1 600 kVA determinate de condiții tehnico-economice*. Studii și cercetări de energetică, seria A, vol. 13 (1963), 4, p. 583—600.
35. Bălă, C. V., Apetrei, C. *Reducerea forțelor electrodinamice de scurtcircuit la transformatoarele cu înfășurări cilindrice stratificate*. Studii și cercetări de energetică, vol. 14 (1964), 3, p. 521—533.
36. Apetrei, C., Bălă, C. V., Ștefănescu, N., Bahrin, I. *Calculul forțelor axiale la autotransformatorul de reglaj*. Studii și cercetări de energetică, seria A, vol. 13 (1963), 2, p. 221—234.
37. Postnikov, I. M. *Vtbor optimalnkh geometricheskikh razmerov v elektriceskikh mašinakh*. Leningrad, Moskva, Gosenergoizdat, 1952.
38. Apetrei, C. *Determinarea soluției tehnico-economice optime la proiectarea mașinilor electrice*. Studii și cercetări de energetică, seria A, vol. 12 (1965), 1, p. 117—143.
39. Drăgănescu, O., Galben, G. h. *Influența înclinării creștăturii rotorice asupra performanțelor motorului asincron*. Electrotehnica, vol. 14 (1966), p. 7—10.
40. Antoși, C., Bercu, A. *Scheme de izolație pentru motoare asincrone utilizate la echiparea navelor*. Electrotehnica, vol. 13 (1965), 10, p. 366—371.

## **A N E X E**

Caracteristicile de magnetizare și pierderile specifice ale materialelor feromagnetice

1.a. Tablă laminată la cald pentru mașini electrice.

Sortul		Inducția magnetică $B$ T la $H$ A/cm =					Pierderile specifice în W/kg la $f = 50$ Hz și $B$ T =	
După Gost 802-58	Correspondența aproximativă după NF C.28-900	Grosimea tolei, mm	25	50	100	300	1	1,5
E 12	90	1	1,5	1,62	1,75	1,98	5,5	12,5
E 11	360	0,5	1,53	1,64	1,76	2	3,3	7,7
E 12	300	0,5	1,5	1,62	1,75	1,98	3,2	7,5
E 21	260	0,5	1,48	1,59	1,73	1,95	2,5	6,1
E 22	230	0,5	1,48	1,59	1,73	1,95	2,2	5,3
E 31	200	0,5	1,46	1,57	1,72	1,94	2	4,4
E 32	170	0,5	1,46	1,57	1,72	1,92	1,8	3,9

1.b. Tablă laminată la rece texturată

Sortul		Grosimea tolei, mm	Inducția magnetică $B$ T la $H$ A/cm =					Pierderile specifice în W/kg la $f = 50$ Hz și $B$ T =		
După Gost 802-58	Correspondență aproxi- mativ după NF C.28-920		40	25	50	100	300	1	1,5	1,7
E 310	—	0,5	1,6	1,75	1,83	1,90	1,98	1,10	2,45	3,2
E 320	—	0,5	1,65	1,80	1,87	1,92	2,00	0,95	2,10	2,8
E 330 A	—	0,5	1,7	1,85	1,90	1,95	2,00	0,80	1,75	2,5
E 320	M 8 x	0,35	1,65	1,80	1,87	1,92	2,00	0,70	1,50	2,2
E 330	M 7 x	0,35	1,7	1,85	1,90	1,95	2,00	0,60	1,30	1,9
E 330 A	M 6 x	0,35	1,7	1,85	1,90	1,95	2,00	0,50	1,10	1,6

1.c. Oțel electrotehnic

$B$ T	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,1
$H$ A/cm	3,2	4,1	5,6	7,6	10,5	14,2	20,1	25	38	65	103	162	245	387

## Anexa 2

## Conductoarele utilizate în construcția mașinilor și transformatoarelor electrice.

2.1. Conductor rotund de cupru (extras din STAS 685-58, 542-59, 543-59).

 $d$  — diametrul conductorului  $s_c$  — aria secțiunii conductorului

$d$ mm	$s_c$ mm <sup>2</sup>	$d$ mm	$s_c$ mm <sup>2</sup>
0,03	0,00071	0,95	0,7088
0,04	0,00126	1,00	0,7854
0,05	0,00196	1,05	0,8659
0,06	0,00283	1,10	0,9503
0,07	0,00385	1,15	1,039
0,08	0,00503	1,20	1,131
0,09	0,00636	1,25	1,227
0,10	0,00785	1,30	1,327
0,11	0,00950	1,35	1,431
0,12	0,01131	1,40	1,539
0,13	0,01327	1,45	1,651
0,14	0,01539	1,50	1,767
0,15	0,01767	1,55	1,887
0,16	0,02011	1,60	2,011
0,17	0,02270	1,65	2,138
0,18	0,02545	1,70	2,270
0,19	0,02835	1,75	2,405
0,20	0,03142	1,80	2,545
0,22	0,03464	1,85	2,686
0,25	0,04909	1,90	2,835
0,28	0,06158	1,95	2,984
0,30	0,07069	2,00	3,142
0,32	0,08043	2,1	3,464
0,35	0,09621	2,2	3,801
0,38	0,1134	2,3	4,155
0,40	0,1257	2,4	4,524
0,42	0,1385	2,5	4,909
0,45	0,1590	2,6	5,309
0,48	0,1810	2,7	5,726
0,50	0,1964	2,8	6,158
0,55	0,2376	2,9	6,605
0,60	0,2827	3,0	7,069
0,65	0,3318	4	12,57
0,70	0,3849	5	19,64
0,75	0,4418	6	28,27
0,80	0,5027	7	38,48
0,85	0,5675	8	50,27
0,90	0,6362	9	63,62
		10	78,54



Izolația		Conductor rotund — diametrul $d$ în mm										Conductor profilat — latura mică $a$ în mm				
Compunerea	$\delta_{\text{im-bolul}}$	0,03... 0,09	0,4... 0,18	0,19... 0,29	0,3... 0,48	0,5... 0,75	0,8... 1,45	1,5... 2,9	3... 3,8	4... 6	0,83... 1,45	1,5... 2,83	3... 3,8	4... 6		
Bum-bac	$\left\{ \begin{array}{l} 1 \times \text{înfășurare} \\ 2 \times \text{înfășurare} \\ 3 \times \text{înfășurare} \\ 1 \times \text{țesătură} \\ 1 \times \text{înfășurare} \\ 2 \times \text{înfășurare} \\ 1 \times \text{țesătură} \end{array} \right.$	— — — — — — —	0,1 0,16 — — — — —	0,1 0,16 — — — — —	0,12 0,2 — — — — —	0,12 0,22 — — — — —	0,12 0,22 — — — — —	0,12 0,22 0,36 0,45 — 0,55 —	0,15 0,26 0,40 0,45 0,60 0,70 —	— 0,30 0,50 0,50 0,60 0,80 —	— 0,40 0,50 0,50 0,60 0,90 —	0,12 0,22 0,36 0,45 0,55 0,70 —	0,15 0,26 0,40 0,45 0,60 0,70 —	— 0,30 0,50 0,50 0,60 0,80 —	— 0,40 0,50 0,50 0,60 0,90 —	
	Mătase	0,035 0,070	0,035 0,070	0,040 0,070	0,040 0,070	0,040 0,080	0,040 0,080	0,040 0,080	— —	— —	— —	0,040 0,080	— —	— —	— —	
	Email	0,01... 0,015	0,015... 0,02	0,015... 0,04	0,03... 0,045	0,03... 0,06	0,04... 0,08	0,05... 0,08	— —	— —	— —	— —	— —	— —	— —	
	Email — 1 $\times$ înfășurare — mătase	0,07	0,075	0,09... 0,10	0,105... 0,110	0,115	0,125... 0,135	— —	— —	— —	— —	— —	— —	— —	— —	
	Știță	$\left\{ \begin{array}{l} 1 \times \text{înfășurare} \\ 2 \times \text{înfășurare} \\ 3 \times \text{înfășurare} \\ 1 \times \text{țesătură} \\ 1 \times \text{înfășurare} \\ 2 \times \text{înfășurare} \\ 2 \times \text{țesătură} \end{array} \right.$	— — — — — — —	— — — — — — —	— — — — — — —	— — — — — — —	— — — — — — —	— — — — — — —	0,20 0,30 — — — — —	0,25 0,35 — — — — —	— 0,35 0,45 — — — — —	— 0,35 0,45 — — — — —	— 0,35 0,45 — — — — —	— 0,35 0,40 0,40 0,55 0,70 —	— 0,40 0,45 0,40 0,60 0,70 —	— 0,45 0,50 0,65 0,75 0,75
		H	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Creșterea dimensiunilor conductorului este egală cu grosimea bilaterală a izolației plus o abatere a acestuia de  $\pm (10...15)\%$

2.2. Ariile secțiunilor conductoarelor dreptunghiulare (în mm<sup>2</sup>) — benzi și bare — în funcție de dimensiunile în mm  $a \times b$  ale cor

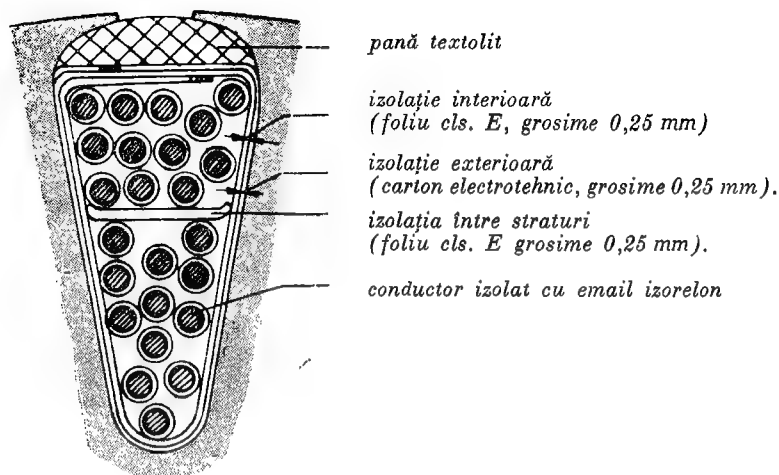
$\begin{matrix} a \\ b \end{matrix}$	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,08	1,16	1,25	1,35	1,45	1,50	1,56	1,68	1,81	1,95	2	2,1	2,26	2,44	2,5	2,63	2,83	3,05	3,28
2,1	—	—	—	—	—	—	1,72	1,89	2,06	2,23	2,42	2,63	2,84	—	3,06	3,32	3,59	—	—	3,92	—	—	—	—	—	—	—
2,26	—	—	—	—	—	—	1,88	2,05	2,23	2,41	2,62	2,84	3,07	—	3,32	3,59	3,83	—	—	—	4,63	—	—	—	—	—	—
2,44	—	—	—	—	—	—	2,03	2,23	2,43	2,62	2,84	3,08	3,33	—	3,60	3,89	4,21	4,55	—	4,64	—	5,37	—	—	—	—	—
2,63	—	—	—	—	—	—	2,2	2,42	2,63	2,84	3,08	3,34	3,60	—	3,80	4,21	4,55	4,92	—	5,04	5,46	5,94	—	6,44	—	—	—
2,83	—	—	—	—	—	—	2,38	2,62	2,85	3,07	3,33	3,61	3,89	—	4,20	4,54	4,91	5,31	—	5,46	5,92	6,43	—	—	7,53	—	—
3,05	—	—	—	—	—	—	—	2,84	3,08	3,33	3,6	3,91	4,21	—	4,55	4,91	5,31	5,74	—	5,93	6,41	6,96	—	7,54	8,15	8,72	—
3,28	—	—	—	—	—	—	—	3,07	3,33	3,60	3,89	4,22	4,55	—	4,91	5,3	5,73	6,19	—	6,41	6,93	7,52	—	8,15	8,80	9,51	10,3
3,53	—	—	—	—	—	—	—	3,32	3,60	3,89	4,20	4,56	4,91	—	5,30	5,72	6,18	6,67	—	6,93	7,50	8,13	—	8,80	9,51	10,3	11,1
3,8	—	—	—	—	—	—	3,25	3,59	3,89	4,20	4,54	4,92	5,30	—	5,72	6,17	6,67	7,20	—	7,50	8,11	8,79	—	9,51	10,3	11,1	12,0
4,1	—	—	—	—	—	—	—	3,89	4,22	4,55	4,92	5,33	5,74	—	6,19	6,68	7,21	7,79	—	8,13	8,79	9,52	—	10,3	11,1	12,0	13,0
4,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	10	—	—	—	—
4,4	—	—	—	—	—	—	—	4,19	4,54	4,89	5,29	5,73	6,17	—	6,65	7,18	7,75	8,37	—	8,76	9,46	10,2	—	11,1	12,0	12,9	13,9
4,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	8,8	—	—	—	—	—	—	—	—
4,7	—	—	—	—	—	—	—	4,49	4,87	5,24	5,67	6,14	6,61	—	7,12	7,79	8,30	8,96	—	9,39	10,1	11,0	—	11,9	12,8	13,8	14,9
5,1	—	—	—	—	—	—	—	4,89	5,30	5,71	6,17	6,68	7,19	—	7,75	8,36	9,02	9,74	—	10,2	11,0	11,9	—	12,9	13,9	15,1	16,2
5,5	—	—	—	—	—	—	—	5,29	5,73	6,17	6,67	7,22	7,77	—	8,37	9,03	9,75	10,5	—	11,1	11,9	12,9	13,3	14,0	15,1	16,3	17,5
5,9	—	—	—	—	—	—	—	5,69	6,16	6,63	7,17	7,76	8,35	—	8,89	9,70	10,5	11,3	—	11,9	12,8	13,9	—	15,0	16,2	17,5	18,9
6,4	—	—	—	—	—	—	—	6,19	6,70	7,21	7,79	8,43	9,07	—	9,77	10,6	11,4	12,3	—	12,9	14,0	15,1	—	16,3	17,6	19,0	20,5
6,9	—	—	—	—	—	—	—	6,69	7,24	7,79	8,42	9,11	9,79	—	10,6	11,4	12,3	13,3	—	14,0	15,1	16,3	—	17,7	19,0	20,6	22,1
7,4	—	—	—	—	—	—	—	7,19	7,78	8,37	9,04	9,78	10,5	—	11,3	12,6	13,3	14,2	—	15,0	16,2	17,6	—	19,0	20,4	22,1	23,6
8	2,4	3,2	4	4,8	5,6	6,4	7,2	7,79	8,43	9,07	9,79	10,6	11,4	—	12,3	13,2	14,4	15,4	—	16,3	17,6	19,0	—	20,5	22,1	23,9	25,7
8,6	—	—	4,3	5,16	6,02	6,88	7,74	8,39	9,08	9,77	10,6	11,4	12,3	—	13,2	14,2	15,5	16,6	—	17,6	18,9	20,5	—	22,1	23,8	25,7	27,7
9,3	—	—	4,65	5,58	6,51	7,44	8,37	9,08	9,83	10,58	11,4	12,4	13,3	—	14,3	15,4	16,6	17,9	—	19	20,5	22,2	—	24,0	25,8	27,9	30,0
10	3	4	5	6	7	8	9	9,78	10,6	11,4	12,3	13,3	14,3	14,8	15,4	16,6	17,9	19,3	19,8	20,5	22,1	23,9	24,5	25,8	27,8	30,0	32,3
10,8	—	—	5,4	6,48	7,56	8,64	9,72	10,6	11,4	12,2	—	14,4	15,5	—	16,6	17,9	19,3	20,9	—	22,2	23,9	25,9	—	27,9	30,1	32,4	34,9
11,6	—	—	5,80	6,96	8,12	9,28	10,4	11,4	12,3	13,2	14,2	15,5	16,6	—	17,9	19,3	20,8	22,4	—	23,9	25,7	27,8	—	30,0	32,3	34,9	37,5
12,5	3,75	5	6,25	7,5	8,75	10	11,3	12,3	13,3	14,2	15,3	16,5	17,9	18,5	19,4	20,8	22,4	24,2	24,8	25,8	27,8	30,0	30,3	32,4	34,9	37,6	40,5
13,5	—	—	6,75	8,1	9,45	10,8	12,2	13,3	14,3	15,4	16,5	17,8	19,1	—	20,8	22,5	24,2	26,1	—	27,9	30,0	32,4	—	35,0	37,7	40,7	43,8
14,5	—	—	—	—	—	—	—	14,3	15,4	16,5	17,9	19,2	20,6	—	22,1	24,2	26,1	28,0	—	30,0	32,3	34,9	—	37,6	40,5	43,7	47,1
15,6	—	—	—	—	—	—	—	15,4	16,6	17,8	19,2	20,7	22,2	—	23,8	25,6	28,0	30,2	—	32,3	34,8	37,6	—	40,5	43,7	47,1	50,7
16	4,8	6,4	8,0	9,6	11,2	12,8	14,4	—	—	—	—	—	—	23,5	—	—	—	—	39,5	—	—	—	—	—	—	—	—
18	5,4	7,2	9,0	10,8	12,6	14,4	16,2	17,8	19,2	20,6	22,2	23,9	25,7	—	27,6	29,6	31,9	34,3	—	37,3	40,2	43,4	—	46,8	50,4	54,4	58,5
20	6,0	8	10	12	14	16	18	—	—	—	—	—	—	29,5	—	—	—	—	39,1	—	—	—	49,5	57,4	—	—	—



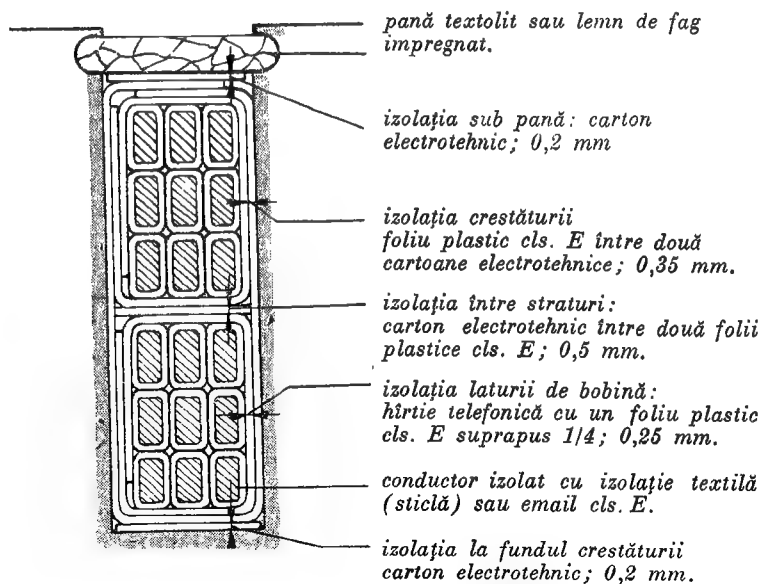
or dreptunghiulare (in mm<sup>2</sup>) — benzi și bare — în funcție de dimensiunile în mm  $a \times b$  ale conductorului (extras din STAS 2873—55)

1,50	1,56	1,68	1,81	1,95	2	2,1	2,26	2,44	2,5	2,63	2,83	3,05	3,28	3,53	3,8	4,1	4,4	4,7	5,1	5,5	6	7	8	9	10	11	12,5	b
—	3,06	3,32	3,59	—	—	3,92	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,1
—	3,32	3,59	3,83	—	—	—	4,63	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,26
—	3,60	3,89	4,21	4,55	—	4,64	—	5,37	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,44
—	3,80	4,21	4,55	4,92	—	5,04	5,46	5,94	—	6,44	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,63
—	4,20	4,54	4,91	5,31	—	5,46	5,92	6,43	—	—	7,53	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,83
—	4,55	4,91	5,31	5,74	—	5,93	6,41	6,96	—	7,54	8,15	8,72	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,05
—	4,91	5,3	5,73	6,19	—	6,41	6,93	7,52	—	8,15	8,80	9,51	10,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,28
—	5,30	5,72	6,18	6,67	—	6,93	7,50	8,13	—	8,80	9,51	10,3	11,1	12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,53
—	5,72	6,17	6,67	7,20	—	7,50	8,11	8,79	—	9,51	10,3	11,1	12,0	12,9	13,9	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	3,8
—	6,19	6,68	7,21	7,79	—	8,13	8,79	9,52	—	10,3	11,1	12,0	13,0	14,0	15,1	15,9	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,1
—	—	—	—	—	—	—	—	—	10	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,2
—	6,65	7,18	7,75	8,37	—	8,76	9,46	10,2	—	11,1	12,0	12,9	13,9	15,0	16,2	17,1	18,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,4
—	—	—	—	—	8,8	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,5
—	7,12	7,79	8,30	8,96	—	9,39	10,1	11,0	—	11,9	12,8	13,8	14,9	16,1	17,4	18,4	—	21,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	4,7
—	7,75	8,36	9,02	9,74	—	10,2	11,0	11,9	—	12,9	13,9	15,1	16,2	17,5	18,9	20,0	21,5	—	25,1	—	—	—	—	—	—	—	—	5,1
—	8,37	9,03	9,75	10,5	—	11,1	11,9	12,9	13,3	14,0	15,1	16,3	17,5	18,9	20,4	21,7	23,3	25,0	27,2	—	—	—	—	—	—	—	—	5,5
—	8,89	9,70	10,5	11,3	—	11,9	12,8	13,9	—	15,0	16,2	17,5	18,9	20,3	21,9	23,3	25,9	26,8	29,2	—	34,5	—	—	—	—	—	—	5,9
—	9,77	10,6	11,4	12,3	—	12,9	14,0	15,1	—	16,3	17,6	19,0	20,5	22,1	23,8	25,3	27,3	29,2	31,7	34,3	37,5	—	—	—	—	—	—	6,4
—	10,6	11,4	12,3	13,3	—	14,0	15,1	16,3	—	17,7	19,0	20,6	22,1	23,1	25,7	27,4	29,5	31,5	34,3	37,1	40,5	47,4	—	—	—	—	—	6,9
—	11,3	12,6	13,3	14,2	—	15,0	16,2	17,6	—	19,0	20,4	22,1	23,6	25,6	27,6	29,4	31,7	33,9	36,8	39,8	43,5	50,9	—	—	—	—	—	7,4
—	12,3	13,2	14,4	15,4	—	16,3	17,6	19,0	—	20,5	22,1	23,9	25,7	27,7	29,9	31,9	34,3	36,7	39,9	43,1	47,1	55,1	63,1	—	—	—	—	8
—	13,2	14,2	15,5	16,6	—	17,6	18,9	20,5	—	22,1	23,8	25,7	27,7	29,9	32,2	34,4	36,9	39,5	43,0	46,4	50,7	59,3	68,9	—	—	—	—	8,6
—	14,3	15,4	16,6	17,9	—	19	20,5	22,2	—	24,0	25,8	27,9	30,0	32,3	34,8	37,2	40,0	42,8	46,5	50,3	54,9	64,2	73,5	82,8	—	—	—	9,3
14,8	15,4	16,6	17,9	19,3	19,8	20,5	22,1	23,9	24,5	25,8	27,8	30,0	32,3	34,8	37,5	40,1	43,1	46,1	50,1	54,1	59,1	69,1	79,1	89,1	99,1	—	—	10
—	16,6	17,9	19,3	20,9	—	22,2	23,9	25,9	—	27,9	30,1	32,4	34,9	37,6	40,5	43,4	46,6	49,9	54,2	58,5	63,9	74,7	85,5	96,3	—	—	—	10,8
—	17,9	19,3	20,8	22,4	—	23,9	25,7	27,8	—	30,0	32,3	34,9	37,5	40,5	43,6	46,7	50,1	53,6	58,3	62,9	68,7	80,4	91,9	103,5	—	—	—	11,6
18,5	19,4	20,8	22,4	24,2	24,8	25,8	27,8	30,0	30,3	32,4	34,9	37,6	40,5	43,6	47,0	50,4	54,1	57,9	62,9	67,9	74,1	86,6	99,1	111,6	124,1	136,6	155,4	12,5
—	20,8	22,5	24,2	26,1	—	27,9	30,0	32,4	—	35,0	37,7	40,7	43,8	47,2	50,8	54,5	58,5	62,6	68,0	73,4	80,1	93,6	107,1	120,6	—	—	—	13,5
—	22,1	24,2	26,1	28,0	—	30,0	32,3	34,9	—	37,6	40,5	43,7	47,1	50,6	54,6	58,6	62,9	67,3	74,1	78,9	86,1	100,6	115,1	129,6	—	—	—	14,5
—	23,8	25,6	28,0	30,2	—	32,3	34,8	37,6	—	40,5	43,7	47,1	50,7	54,6	58,8	63,1	67,6	72,4	78,7	84,9	92,7	108,3	123,9	139,5	156,1	—	—	15,6
23,5	—	—	—	—	39,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	95,1	—	127,1	—	—	—	—	16
—	27,6	29,6	31,9	34,3	—	37,3	40,2	43,4	—	46,8	50,4	54,4	58,5	63,0	67,9	72,9	78,3	83,7	90,9	98,1	107,1	125,1	143,1	—	—	—	—	18
29,5	—	—	—	—	39,1	—	—	—	49,5	57,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	119,1	—	159,1	—	—	—	—	20

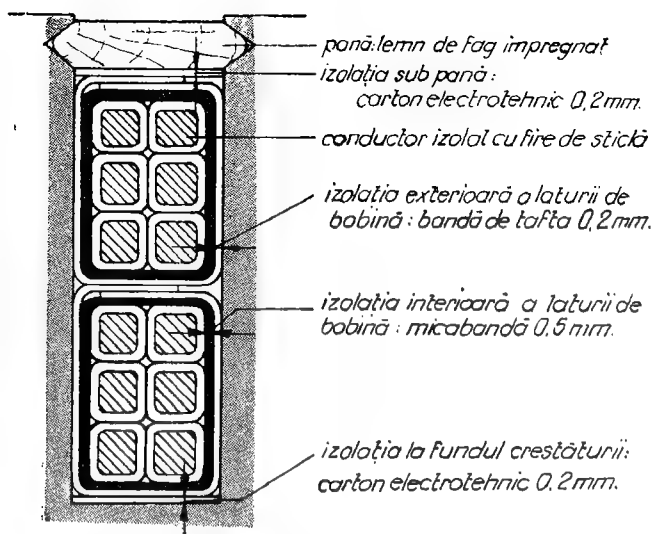
## Aneza 4.



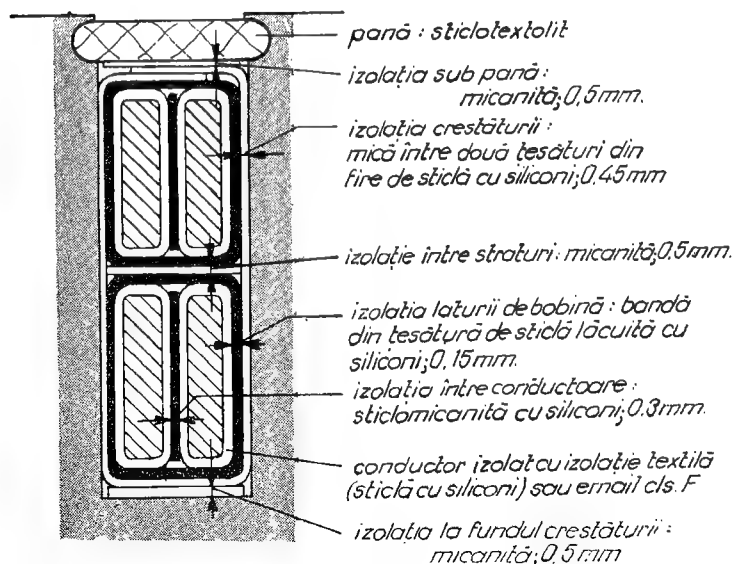
a. Schemă de izolație clasa E pentru tensiuni pînă la 500 V



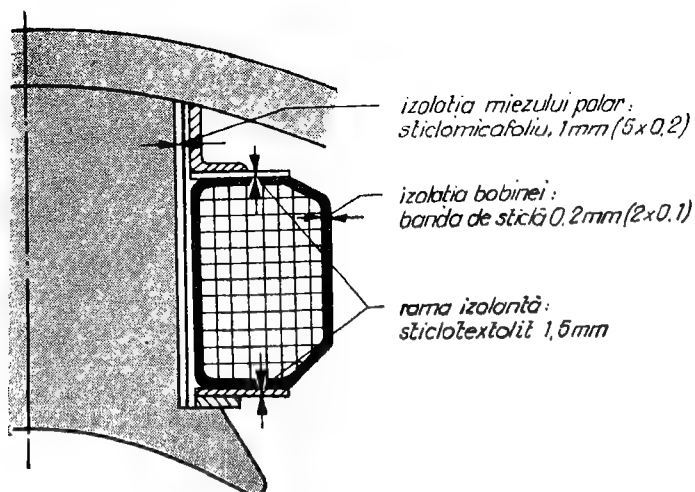
b. Schemă de izolație clasa E pentru tensiuni pînă la 550 V



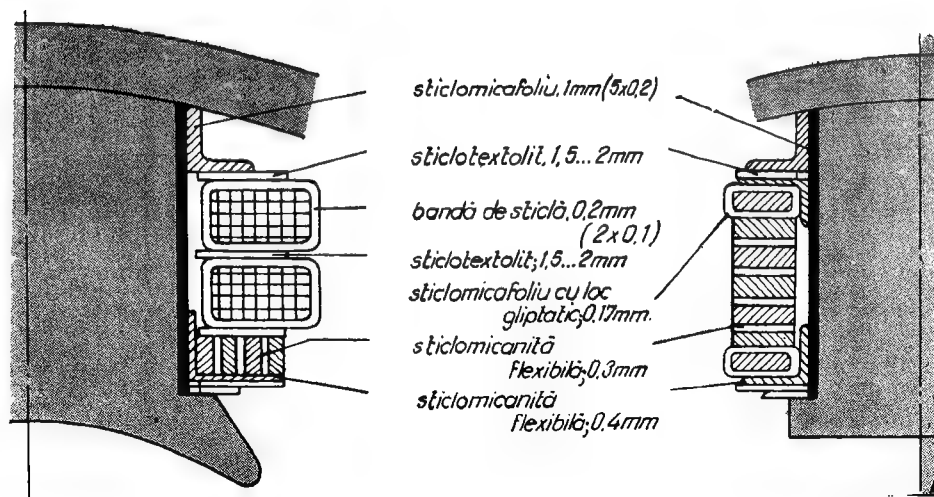
c. Schemă de izolație clasa B pentru tensiuni pînă la 500 V



d. Schemă de izolație clasa F pentru tensiuni pînă la 550 V



e. Schemă de izolație clasa B pentru înfășurarea de excitație a mașinilor mici și tensiuni până la 500 V



f. Schemă de izolație clasa B, pentru înfășurarea de excitație a mașinilor de puteri medii și tensiuni până la 600 V

Extras din STAS 440-62; Transformatoarele de putere trifazate, în ulei. Caracteristici electrice. Puteri nominale aparente  $S$ , tensiunea nominală pe partea de înaltă tensiune  $U_i$ , pierderi în gol  $P_0$ , pierderi în scurtcircuit  $P_{sc}$ , tensiunea de scurtcircuit  $u_{sc}$ .

S kVA	U <sub>i</sub> kV	$\frac{I_0}{I_n}$ 100		Înfășurări de Cu				u <sub>sc</sub> %	Înfășurări de Al				u <sub>sc</sub> %
				P <sub>0</sub> kW		P <sub>sc</sub> kW	P <sub>0</sub> kW		P <sub>sc</sub> kW				
A*)	B**)	A*)	B**)	A*)	B**)	A*)	B**)						
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		
100	6	6,8	3,4	0,505	0,355	2,20	4	0,595	0,420	2,6	4		
	15			0,580	0,404			0,685	0,480				
	35	7,2	3,6	0,650	0,455	2,55	6	0,770	0,540	3,0	6		
160	6	6,3	3,2	0,680	0,475	3,25	4	0,800	0,560	3,8	4		
	15			0,770	0,540			0,905	0,635				
	35	6,7	3,4	0,850	0,595	3,50	6	1,000	0,700	4,1	6		
250	6	5,8	2,9	0,900	0,630			1,060	0,745				
	15			0,975	0,680	5,1	6	1,145	0,805	6,0	6		
	35	6,2	3,1	1,150	0,805			1,345	0,945				
400	6	5,3	2,7	1,220	0,855			1,430	1,000				
	15			1,320	0,925	7,1	6	1,555	1,090	8,3	6		
	35	5,6	2,8	1,550	1,090			1,820	1,280				
630	6	4,8	2,4	1,700	1,190			2,000	1,400				
	15			1,850	1,300	9,9	6	2,165	1,520	11,6	6		
	35	5	2,5	2,30	1,490			2,500	1,750				
1 000	6	4,1	2,1	2,730	1,910	14,1	6	3,200	2,240	16,5	6		
	15			3,040	2,130			3,570	2,500				
	35	4,3	2,2										
1 600	6	3,5	1,8	3,900	2,730	21,0	6	4,570	3,200	25,0	6		
	15												
	35	3,7	1,9	4,380	3,060			5,000	3,500				
2 500	35	4	2	6,5	4,5	27	6	7,3	5,1	32	7		

4 000	35	4	2	9,2	6,4	37	6	10,2	7,2	43,5	7
	(60)	4,5	2,3	11	7,7	40	8	12,3	8,7	47	9
6 300	35	4	2	12,7	8,5	52	7	14,2	9,9	61,5	8
	(60)			14,5	10,2	64	8	16,2	11,4	64	9
	110	4,5	2,3	17,0	11,9	61	10	19,0	13,3	72	11
10 000	35	3,5	1,8	18	12,6	72	7	20,0	14,0	85	8
	(60)			20	14,0	75	8	22,3	15,6	89	9
	110	4	2	23	16,1	84	10	25,7	18,0	99	11
16 000	35	3,5	1,8	25,6	17,9	104	8	28,5	20,0	123	9
	(60)			28,5	20,0	109	9	31,7	22,2	128	10
	110	4,2	2	32,5	22,7	115	10	36,3	25,5	136	11
25 000	35	3	1,5	35,5	25,0	144	8	39,5	27,7	170	9
	(60)			40	28,0	151	9	44,5	31,2	178	10
	110	3,5	1,8	46	32,2	158	10	51,5	36,0	186	11
40 000	(60)	2,5	1,3	58	40,5	207	9	65,0	45,5	245	10
	110	3	1,5	66	46,0	215	10	74,0	52,0	254	11
63 000	110	2,5	1,3	94	66,0	275	10	105,0	74,0	324	12

\* Execuțiile A sînt cu tablă laminată la cald.

\*\* Execuțiile B sînt cu tablă laminată la rece.

Extras din STAS 1764-63; Motoare asincrone trifazate normale de la 0,6 la 100kW și până la 500 V. Caracteristici electrice.

Puteri nominale  $P$ , randamentul  $\eta$ , factorul de putere  $\cos \varphi$ , capacitatea de supraîncărcare  $M_{max}/M_n$ , raportul dintre cuplul inițial de pornire și cuplul nominal  $M_p/M_n$  și raportul dintre curentul de pornire și curentul nominal  $I_p/I_n$ , pentru diferite turații sincronice  $n_1$ , pentru construcția închisă (i), respectiv protejată (p)

a. Motoare sincrone trifazate cu rotorul în scurtcircuit.

$P$ kW	Con- strucția	$n$ pentru $n_1$ rot/min =					$\cos \varphi$ pentru rot/min =					$M_{max}/M_n$ pentru $n_1$ =					$M_p/M_n$ pentru $n_1$ =					$I_p/I_n$ pentru $n_1$ =
		3 000	1 500	1 000	750		3 000	1 500	1 000	750		3 000 și 1 500	1 000 și 750	3 000	1 500	1 000	750	3 000...750				
1	2	3	4	5	6		7	8	9	10		11	12	13	14	15	16	17				
0,6	i	74	72				0,83	0,75			2,2			2	2			6,5				
0,8	i	76	74	72			0,84	0,77	0,7		2,2	2		2	2	1,8		6,5				
1,1	i	78	76	74	71,5		0,85	0,79	0,72	0,64	2,2	2		2	2	1,8	1,7	6,5				
1,5	i	80	78,5	76	74		0,86	0,81	0,74	0,67	2,2	2		2	2	1,8	1,7	6,5				
2,2	i	82	81	78	77		0,86	0,82	0,76	0,69	2,2	2		2	2	1,8	1,5	6,5				
3	i	83,5	83	80	79		0,87	0,83	0,77	0,71	2,2	2		1,8	1,8	1,5	1,5	6,5				
4	i	85	84	82	81		0,87	0,84	0,78	0,73	2,2	2		1,8	1,8	1,5	1,4	6,5				
5,5	i	86	85,5	84	83		0,88	0,85	0,79	0,75	2,2	2		1,8	1,7	1,5	1,4	6,5				
7,5	i	87	86,5	85,5	84,5		0,88	0,85	0,80	0,77	2,2	1,9		1,8	1,7	1,5	1,4	6,5				
10	i	87,5	87,5	86,5	86		0,89	0,86	0,81	0,78	2,2	1,9		1,7	1,5	1,5	1,4	6,5				
13	i	88	88,5	87,5	87,5		0,89	0,86	0,82	0,79	2,2	1,9		1,7	1,5	1,5	1,3	6,5				
17	i	88,5	89	88,5	88,5		0,90	0,87	0,83	0,80	2,2	1,9		1,5	1,5	1,4	1,3	6,5				
22	i	88,5	89,5	89,5	89,5		0,90	0,875	0,84	0,81	2,2	1,9		1,4	1,4	1,4	1,3	6,5				
	p				87,5					0,81		1,8					1,2	6,5				
30	i	89,5	90	90,5	90		0,905	0,88	0,85	0,82	2,2	1,9		1,4	1,4	1,4	1,3	6,5				
	p			8,9	88,5				0,85	0,82		1,8				1,3	1,2	6,5				
40	i	89,5	90,5	91	90,5		0,905	0,885	0,86	0,83	2,2	1,9		1,3	1,3	1,4	1,2	6,5				
	p		8,95	89,5	89			0,88	0,855	0,83	2,2	1,8			1,2	1,3	1,2	6,5				

55	i	90	91	91,5	91	0,91	0,89	0,865	0,84	2,2	1,9	1,3	1,3	1,2	6,5
	p	89,5	90	90	89,5	0,89	0,885	0,86	0,835	2,2	1,8	1,2	1,2	1,2	6,5
75	i	90,5	91,5	92	91,5	0,91	0,89	0,87	0,85	2,2	1,9	1,2	1,2	1,2	6,5
	p	90	90,5	90,5	90	0,90	0,89	0,865	0,84	2	1,8	1,2	1,2	1,1	6,5
100	i	91	92	92,5	92	0,915	0,895	0,875	0,855	2,2	1,8	1,2	1,2	1,2	7
	p	90,5	91	91	90,5	0,91	0,89	0,87	0,845	2	1,6	1,2	1,2	1,1	6,5

**b. Motoare asincrone trifazate cu rotorul cu inele de contact.**

P kW	Construcția	$n_1$ pentru $n_1$ rot/min =			$\cos \varphi$ pentru $n_1$ rot/min =			$M_m/M_n$ pentru $n_1 =$		
		1 500	1 000	750	1 500	1 000	750	1 500	1 000 și 750	
5,5	i			80			0,72			1,8
7,5	i		82	81		0,77	0,735			1,8
10	i	84	83	82	0,825	0,78	0,75	2,2		1,8
13	i	85	84	83	0,835	0,79	0,76	2,2		1,8
17	i	86	85	86	0,845	0,805	0,78	2,2		1,8
22	i	87	87	88	0,85	0,82	0,80	2,2		1,8
	p			84,5			0,78			1,8
30	i	88,5	89	89	0,86	0,825	0,805	2,2		1,8
	p		86,5	85,5		0,82	0,79			1,8
40	i	90	90	89,5	0,865	0,83	0,810	2,2		1,8
	p	88	87,5	86,5	0,865	0,825	0,80	2,2		1,8
55	i	90,5	90,5	90	0,87	0,835	0,815	2,2		1,8
	p	89	88,5	87,5	0,87	0,83	0,81	2,2		1,8
75	i	91	91	90,2	0,875	0,84	0,82	2,2		1,8
	p	90	89,5	88,5	0,875	0,835	0,815	2,2		1,8
100	i	91,5	91,5	90,5	0,88	0,842	0,825	2,2		1,8
	p	90,5	90	89	0,88	0,84	0,82	2,2		1,8



Redactor responsabil : Ing. AMZESCU ANA  
Tehnoredactor : ȚIMPAU ANA

---

*Dat la cules 14.04.1967. Bun de tipar 28.09.1967. Apărut 1967.  
Tiraj 3000+130 ex. leg. 1/1, pergamoid. Hirtie scris tip I A,  
80 g/m<sup>2</sup>, 16/70×100. Coli editoriale 16,950. Coli de tipar 15,25.  
Planșe 5. Plan 2362. A. 5015/21.03.1967. C.Z. pentru bibliote-  
cile mari 621.313(075.8). C.Z. pentru bibliotecile mici 621.3*

---

Întreprinderea Poligrafică „13 Decembrie 1918”  
Str. Grigore Alexandrescu nr. 89—97, București  
Republica Socialistă România  
Comanda nr. 309



1911